radioelektronik

11 '85

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802



Radioelektronik

LISTOPAD 1985 ● ROCZNIK XXXVI (78)

11 '85

Adres: Redakcja „Radioelektronik"
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa, Tel. 25-29-85



WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH
Przedsiębiorstwo Naczelnej Organizacji Technicznej

Prenumerata: kwartalna 180 zł, półroczna 360 zł, roczna 720 zł. Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe

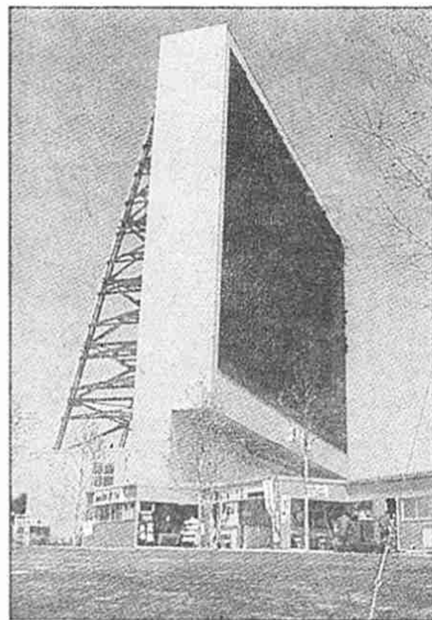


Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 3338/CD. Nakład 170 000 egz. Ark. druk. 4,5. Skład techniką fotograficzną. Numer zamknięto 1985.09.27. Cena 50 zł. N-8.

Wystawa tureckiego sprzętu elektronicznego w Warszawie. Tureckie przedsiębiorstwo handlu zagranicznego RAM zorganizowało we współpracy z PHZ UNITRA w lipcu 1985 r. tygodniową wystawę konsumpcyjnego sprzętu elektronicznego. Celem tureckich handlowców było zaprezentowanie swoich produktów przedsiębiorstwom polskim Pewex i Baltona oraz poparcie eksponatami swej gotowości do kooperacji z polskim przemysłem elektronicznym, która miałaby polegać na uzupełniającej wymianie towarów i wytwarzaniu wspólnych produktów z przeznaczeniem na rynki trzecie. Wśród wystawionych eksponatów znalazły się radiomagnetofony, przenośne zestawy hi-fi, radia samochodowe, telewizory i magnetowidy. Wszystkie eksponaty odpowiadały współczesnym wymogom, uwzględniały najnowocześniejsze tendencje rozwojowe i zawierały elementy najnowszej techniki światowej. Przenośne zestawy hi-fi typu „Sound Machine" były wyposażone w korektory graficzne i układy syntezy częstotliwości. Magnetowidy VHS – w transkodery Pal/Secam i programatory, telewizory kolorowe – w kineskopy z prostokątnymi narożami i płaskim ekranem (FSPT) oraz elementy odchylania umożliwiające pobór mocy przez telewizor na poziomie zaledwie 51 W. Odbiorniki samochodowe miały niezbędne układy automatyki strojenia i odbioru, odtwarzacz i wzmacniacz mocy 2 x 8 W. Wszystkie te urządzenia zostały wyprodukowane na podstawie licencji znanych firm: Nordmende, Toshiba, Hitachi i Casio przy użyciu podzespołów importowanych, w fabrykach wyposażonych przez te firmy w nowoczesne urządzenia technologiczne. RAM jest przedsiębiorstwem handlowym koncernu tureckiego Koc, który obejmuje 119 przedsiębiorstw produkujących głównie sprzęt powszechnego użytku, w tym zespół fabryk przemysłu elektronicznego o nazwie Bekoteknik. Obroty całego koncernu wyniosły w 1984 r. 2,4 mld dol. Wytwórnia odbiorników telewizyjnych ma zdolność produkcyjną wynoszącą 300 tys. sztuk rocznie.

Radiotekst. W ten sposób należałoby chyba nazwać przesyłanie zaszyfrowanego tekstu równolegle z transmisją radiową, które stało się przedmiotem udanych doświadczeń we Francji. Sam pomysł radiotekstu zrodził się przed 40 latami, lecz jego realizacja napotykała na trudności ze względu na zbyt duże zakłócenia wzajemne między sygnałami fonicznymi i sygnałami danych. Pierwsze, wróżące powodzenie eksperymenty, miały miejsce w latach siedemdziesiątych we Francji, W. Brytanii i NRD w czasie transmisji z modulacją amplitudy. Jak stwierdzono, stopień zakłócenia audycji przez sygnały tekstu zależy od formy sygnałów i rodzaju stosowanego kodu. Zasięg sygnałów tekstowych jest większy niż fonicznych. Przy modulacji częstotliwości radiotekst jest nadawany na odpowiedniej podnośnej, z tym, że amplituda sygnału modulującego nie może być zbyt duża, aby nie pogorszyła jakości przekazu FM. Doświadczenia o podobnym charakterze zostały przeprowadzone również w Instytucie Łączności w Miedzeszynie k/Warszawy. Odbiornik radiofoniczny z radiotekstem będzie wyposażony w odpowiedni dekoder oraz displej do prezentacji tekstu. Na ekranie będzie można odczytać informacje o przesyłanym utworze muzycznym lub też wybraną stronę radiogazety, podobnie jak za pomocą teletekstu na ekranie telewizora. Ten sam kanał w emisji radiowej może być ponadto wykorzystany do zdalnego sterowania urządzeniami.

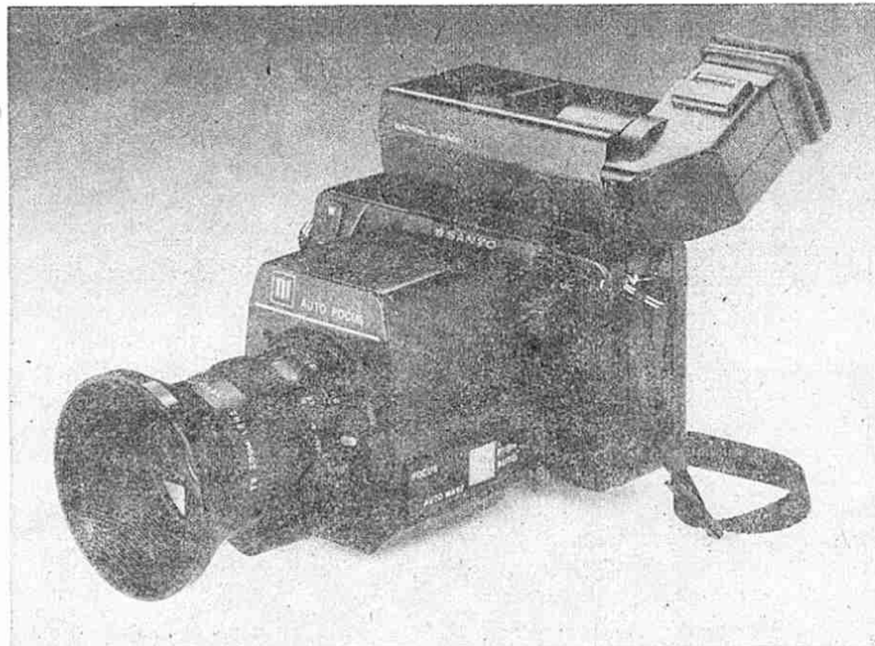
Jumbotron. Tak nazywa się największy zbudowany dotychczas ekran telewizyjny (fot. niżej), wystawiony na zorganizowanej w Japonii wystawie Expo '85 w miejscowości Tsukuba. Jego konstrukcja wsporcza ma 42 m wysokości i 48 m szerokości, co odpowiada wymiarom ściany 15-piętrowego budynku. Sam ekran, składający się z 150 tys. elementów trójkolorowych, zajmuje powierzchnię



40×25 m². Elementy o nazwie Trini-lite są uszeregowane w 400 liniach poziomych po 378 sztuk w jednej linii. Trini-lite świecą wzbudzonym światłem fluorescencyjnym, przetwarzając na światło 95% energii zasilającej, która wynosi 8 W na jeden element. Obraz na ekranie może być oglądany z dostateczną rozdzielczością z odległości do 500 m. Organizatorzy wystawy korzystali z niego często do prezentowania w gigantycznych wymiarach osoby zwiedzające wystawę, uchwycone w obiektywie kamer telewizyjnych zainstalowanych na jej obszarze.

Telewizja kablowa w Europie Zachodniej. Jak wynika z obliczeń EWG, w celu przyłączenia połowy gospodarstw domowych państw „dziesiątki" do sieci telewizji kablowej należałoby wyasygnować sumę 36 mld dol. Najbardziej zaawansowanym krajem w rozwoju telewizji kablowej jest obecnie Belgia. Dziesięć towarzystw TVK, przeważnie prywatnych, objęło tam swymi usługami 80% kolorowych odbiorników znajdujących się w eksploatacji, oferując od 13 do 16 programów krajowych i zagranicznych. Niemal tak samo przedstawia się sytuacja w Luksemburgu. W Holandii liczba abonentów telewizyjnych mających dostęp do TVK wynosi 65%, w Danii –50%, a w Irlandii – 26%. Kolejny kraj w tej statystyce to W. Brytania, gdzie nasycenie odbiorem TVK sięga 14%. Francja ma zaledwie 1,4 mln abonentów telewizji kablowej, jednak realizowany tam program budowy sieci opartej na szerokopasmowych kablach światłowodowych, zapewni do 1995 r. dostęp do TVK połowie ludności. W RFN zaczęto instalować sieci telewizji kablowej stosunkowo najpóźniej. Dopiero w końcu 1984 r. zarejestrowano tam milionowego abonenta. Program zachodnioniemiecki przewiduje budowę sieci TVK w wymiarze określonym sumą 1 mld DM rocznie na inwestycje w tej dziedzinie.

Elektronika w ChRL. Chiński przemysł elektroniczny zatrudnia 1,2 mln pracowników w 2400 zakładach wytwórczych o różnych wielkościach. Wytwarza się w nich m. in. (1982 r.) 5,7 mln telewizorów czarno-białych, 15,6 mln odbiorników radiowych i 3,3 mln magnetofonów. Elektronika powszechnego użytku stanowi 37% całej wartości produkcji tego przemysłu. W 1979 r. produkcja telewizorów i magnetofonów znajdowała się jeszcze w powijakach. Producenci zwrócili od początku dużą uwagę na jakość, a zwłaszcza na nieza-



wodność wyrobów. Istnieje specjalna organizacja przemysłowa kółek jakości, której zadaniem jest opracowywanie metod dostosowanych do miejscowych warunków. Czas międzyawaryjny odbiorników czarno-białych, produkowanych w Chinach wynosi 10 000 godzin. W planach importowych ChRL na najbliższe lata znajduje się zakup 45 linii wytwórczych dla różnych wyrobów elektronicznych, od kondensatorów po komputery osobiste i satelitarne stacje naziemne.

Amatorska kamera kolorowa CCD. Producenci telewizyjnych kamer amatorskich coraz częściej prezentują modele z przetwornikiem CCD. Ich wadą, zapewne przejściową, jest wysoka cena kamery. Można się jednak spodziewać, że obecny duży odpad produkcyjny przy wytwarzaniu układów CCD, stanowiący główną przyczynę ustalonej ceny, będzie stopniowo malał w miarę opanowania technologii ich produkcji. Zastosowanie przetwornika CCD umożliwiło firmie Sanyo skonstruowanie kamery, model VCS 800, która wygląda niemal jak aparat fotograficzny (fot. wyżej). Charakteryzuje się ona następującymi właściwościami: wizjer – 1", stosunek sygnału wizyjnego do szumów – 46 dB, czułość – 25 lx, zoom – 12,5...75 mm, automatyczne nastawianie ostrości, pobór mocy – 5,2 W, masa – 1150 g, temperatura pracy – 0...40°C.

Komputer steruje laserem podczas operacji mózgu. Amerykański chirurg, dr Patrick Kelly, opracował i wdrożył w szpitalu Mayo w Rochester (Minnesota) metodę operowania raka lub innych głębokich schorzeń mózgu za pomocą komputera. Przed przeprowadzeniem operacji pacjent jest poddawany potrójnemu prześwietleniu warstwowemu mózgu za pomocą tomografii komputerowej, magnetycznego rezonansu jądrowego i angiografii (lokalizacja naczyń krwionośnych). Otrzymane w ten sposób informacje, o pojemności 15...20 Mbajtów, są zapisywane w pamięci, stanowiąc jak gdyby przestrzenną mapę mózgu. W sali operacyjnej komputer z zarejestrowanymi w pamięci danymi przyłącza się do systemu manipulacji laserem CO_2. Steruje on podczas operacji promieniem lasera, jak skalpelem, z dokładnością do ±600 μm, tzn. z większą niż może osiągnąć chirurg. Dzięki dokładności z jaką następuje penetracja lasera sterowanego komputerem, możliwe jest zmniejszenie otworu operacyjnego w czaszce o połowę, co przyczynia się do zmniejszenia uszkodzeń tkanki mózgowej oraz do zmniejszenia późniejszych następstw neurologicznych. Co więcej, niektóre głębokie operacje mózgu bez opanowania tej metody byłyby w ogóle niemożliwe. Chirurg za pomocą komputera kieruje systemem manipulacyjnym lasera w sposób ciągły i obserwuje bez przerwy jego działanie na ekranie monitorowym. Ponieważ zarówno sterowanie, jak i obserwacje są dokonywane elektrycznie, uważa się, że w przyszłości chirurg mając do dyspozycji zapis z prześwietleń mózgu, będzie mógł przeprowadzić taką operację, bez jakiegokolwiek dodatkowego ryzyka, również na odległość.

Compact Disc z zarejestrowanym tekstem. W koncepcji zapisu cyfrowego sygnału fonicznego na płycie Compact Disc przewidziano możliwość rejestracji dodatkowych informacji, towarzyszących sygnałowi fonicznemu. W tym celu, w każdej ramce sygnałów cyfrowych przewidziano miejsce dla kilku bitów informacyjnych. Firma Philips przeprowadziła eksperyment, w którym równolegle z sygnałem fonicznym był zarejestrowany tekst nagranej na dysku pieśni i to w trzech językach (fot. obok). Tekst jest odtwarzany w czasie pracy dyskofonu na ekranie telewizora wyposażonego w dekoder analogiczny do tego, jaki się stosuje przy odbiorze teletekstu. Możliwe jest oczywiście, również przesyłanie kompozycji graficznej.



Elektroniczny sprzęt powszechnego użytku w Związku Radzieckim

inż. JANUSZ JUSTAT

Ważne rocznice są zazwyczaj dobrą okazją nie tylko do wspomnień ale i do przedstawienia dorobku.

W związku z rocznicą Wielkiej Rewolucji Październikowej chcemy zapoznać naszych czytelników z osiągnięciami radzieckiego przemysłu w dziedzinie elektronicznego sprzętu powszechnego użytku, gdyż przemysł ten ma się czym pochwalić nie tylko jeśli chodzi o produkcję dla potrzeb ponad 272 milionów obywateli Związku Radzieckiego, ale realizuje także bardzo duży eksport. Radzieckie aparaty fotograficzne i kamery filmowe, telewizory, odbiorniki radiowe, magnetofony, zegarki elektroniczne i kalkulatory są obecnie sprzedawane w ponad 100 krajach całego świata. W ciągu ostatnich 20 lat wyeksportowano 240 mln zegarków, a w krajach RWPG co drugi lub co trzeci mieszkaniec ma zegarek wyprodukowany w ZSRR.

Sklepy w większych i mniejszych miejscowościach Związku Radzieckiego są bardzo dobrze zaopatrzone w sprzęt „domowej techniki". Dzięki rozwojowi mikroelektroniki nowoczesne układy elektroniczne znajdują zastosowanie w coraz większej ilości wyrobów powszechnego użytku, np. w zegarkach czy aparatach fotograficznych. Budzi uznanie duży wybór i rozmaitość modeli poszczególnych rodzajów sprzętu, np. przenośnych telewizorów czy też odbiorników radiowych. Nie sposób w jednym, a nawet w kilku artykułach, zaprezentować wszystkich elektronicznych i zelektronizowanych urządzeń powszechnego użytku, produkowanych w Związku Radzieckim i z konieczności trzeba się ograniczyć tylko do wybranych przykładów.

Zegarki

Wspomniałem już wcześniej, że radzieckie zegarki są eksportowane w dużych ilościach. Wielkość eksportu osiągnęła w 1983 roku poziom 20,5 mln szt., przy czym 8,2 mln szt. trafiło do krajów socjalistycznych, a 12,3 mln szt. na pozostałe rynki. Zegarki na rękę są obecnie produkowane w trzech rodzajach: mechaniczne, elektroniczne kwarcowe ze wskazówkami oraz ze wskaźnikami cyfrowymi ciekłokrystalicznymi. Zarówno damskie zegarki „Łucz" (fot.1), jak i męskie „Poliet" mają efektowne obudowy. Są one wyposażone w układ scalony zawierający generator sterowany kwarcem, wzmacniacz, dzielnik częstotliwości i układ formujący impulsy. Wskazówki są napędzane przez mikrosilnik krokowy. Do zasilania służą miniaturowe baterie 1,5 V. Pobór prądu ok. 3,5 μA. Dokładność chodu zegarków „Łucz" ±2 s na dobę, a ±1 s zegarków „Poliet".

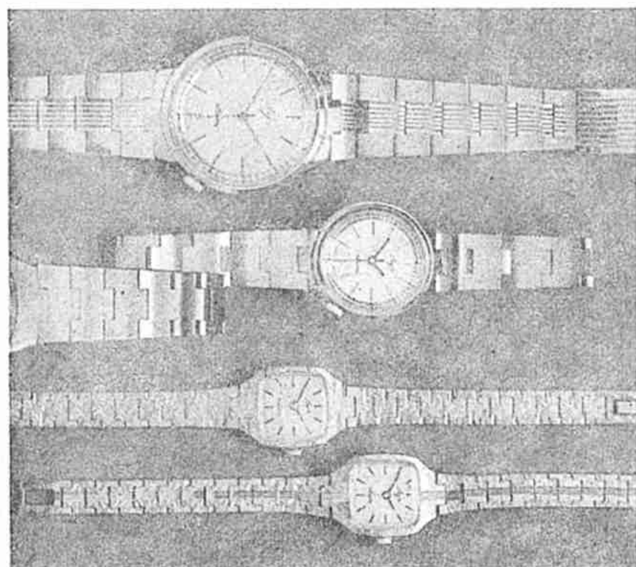
Wśród zegarków ze wskaźnikami cyfrowymi wyróżniają się zegarki na rękę serii „Elektronika-5". Najprostsze modele wskazują godziny, minuty, sekundy oraz datę i miesiąc, zaś zegarki bardziej rozbudowane (fot. 2), mają oprócz tego oświetlenie wskaźnika i dodatkowe funkcje: sekundnik, budzik, sygnalizację melodyjką, stoper. Dokładność męskich zegarków „Elektronika-5" ±0,5 s na dobę.

Kieszonkowe kalkulatory

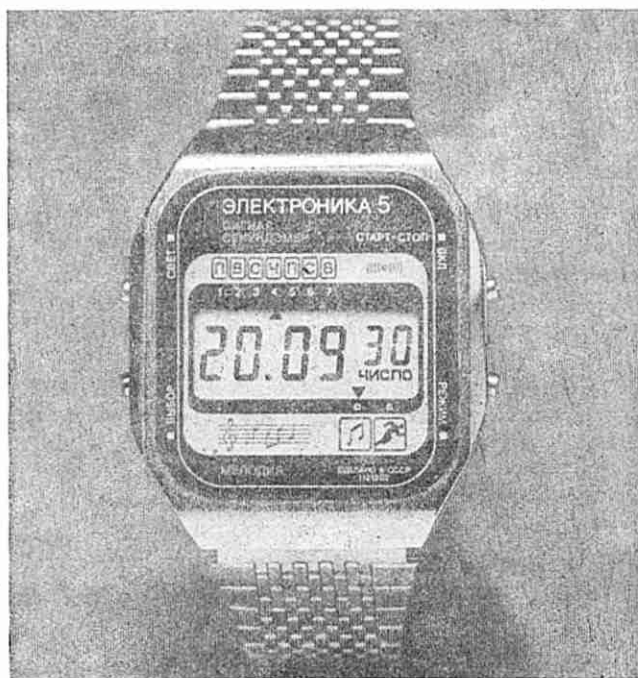
Bardzo szybki rozwój układów scalonych o wielkiej skali integracji umożliwił opracowanie kilkunastu nowych typów kieszonkowych kalkulatorów. Na naszym rynku jest sprzedawany kalkulator „Elektronika B3-38" wyróżniający się jednocześnie dużymi możliwościami dokonywania różnorodnych obliczeń oraz bardzo małymi wymiarami i masą. Oprócz dokonywania 4 działań arytmetycznych z pojedynczymi i podwójnymi nawiasami, można obliczyć m. in. funkcje trygonometryczne i ich odwrotności w różnych jednostkach miar kątów, logarytmy naturalne i dziesiętne, pierwiastki i potęgi, a także dokonywać obliczeń statystycznych oraz z wykorzystywaniem pamięci. Kalkulator ma wymiary 91×55×5,5 mm i masę 50 g. Zasilanie : 2 baterie 1,5 V, wystarczające na minimum 600 godzin pracy.

Spośród popularnych kalkulatorów przeznaczonych m. in. dla młodzieży szkolnej można wymienić model „Elektronika B3-39" (fot. 4) umożliwiający dokonywanie 4 działań arytmetycznych, obliczanie pierwiastków kwadratowych i procentów. Wymiary kalkulatora: 110×66,5×10 mm i masa 65 g. Trzy baterie zasilające zapewniają minimum 800 godzin pracy.

Fot. 1



Fot. 2





Fot. 3



Fot. 4

Odbiorniki telewizyjne kolorowe

Obywatele Związku Radzieckiego nie mogą narzekać na mały wybór kolorowych telewizorów. W sklepach spotyka się co najmniej kilkanaście typów o różnych średnicach ekranów od 25 do 68 cm. Najnowocześniejsze są odbiorniki z rodziny „Elektron": C-380D, C-280D, C-265DL. Są one wyposażone w kineskopy „In-line" o kątach odchylenia 90° i 110° oraz przekątnych ekranu 51, 61 i 67 cm. Beztransformatorowe impulsowe zasilacze, oszczędnie zaprojektowane układy odchylania oraz układy scalone LSI przyczyniają się do niewielkiego poboru mocy 75...120 VA. Również ciężar odbiorników został poważnie zmniejszony i np. masa odbiornika „Elektron C-380D" (fot. 5), o przekątnej ekranu 51 cm, wynosi 27 kg.

Odbiorniki z rodziny „Rubin" są produkowane w pięciu odmianach: C-202, C-205, C-210D, C-211D i C-230, z kineskopami o przekątnej 61 lub 67 cm. Te odbiorniki są mniej oszczędne niż „Elektrony", pobierają 130...185 VA i są cięższe 42...54 kg. Poszczególne typy różnią się między sobą nie tylko wielkością ekranu ale i wyposażeniem. I tak: „Rubin C-205" ma wbudowany moduł z pięcioma prostymi grami telewizyjnymi, C-211D jest wyposażony w układ wyłączający odbiornik po zakończeniu emisji programów, a modele C-211D, C-210D i C-230D są przystosowane do zainstalowania modułu umożliwiającego przyłączanie magnetowidu.

W produkcji znajduje się jeszcze kilka innych odbiorników telewizyjnych, m. in. „Horyzont C-250", „Temp-733D" i C-3-208, „Rekord BC-311", a także znany w Polsce „Elektron-738D.

Moglibyśmy pozazdrościć także wyboru przenośnych telewizorów kolorowych. Są wśród nich: „Szilialis C-410D" i C-440D, „Junost C-404" (fot. 6) i C-404D, „Elektronika C-432D". Ten ostatni model jest importowany do Polski. „Elektronika C-432" ma wprawdzie mniejszą niż pozostałe odbiorniki średnicę ekranu – 25 cm, ale jednocześnie mniejszą masę – 8,7 kg. Jej zaletą jest ponadto uniwersalne zasilanie 220V lub 12V, pobór mocy 50 VA. Pozostałe odbiorniki mają przekątne ekranu 32 cm i nieco większe masy 12,5...14,3 kg oraz większy pobór mocy 60...80 VA. Zasilanie tylko 220 V. Większość omawianych tu modeli ma kineskopy „In-line" z maskami szczelinowymi. Kąt odchylania 90°.

Naturalnie, nie ma żadnych trudności z kupnem telewizorów czarno-białych, zarówno domowych, jak i przenośnych z uniwersalnym zasilaniem, sieciowym i bateryjnym.

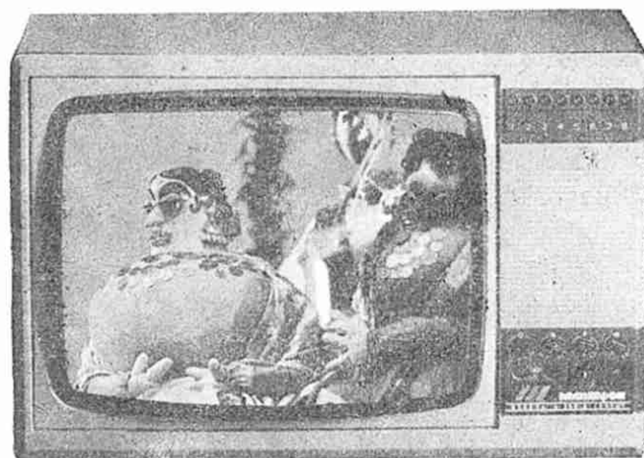
Odbiorniki radiofoniczne i magnetofony

Duże znaczenie, jakie w Związku Radzieckim przywiązuje się do rozwoju elektroniki, znajduje swoje odbicie także w produkcji sprzętu elektroakustycznego. Wybór jego wyrobów jest tak duży, że wszyscy, zarówno starsi melomani jak i młodzi ludzie, mający inne upodobania, nie mają trudności przy zakupie.

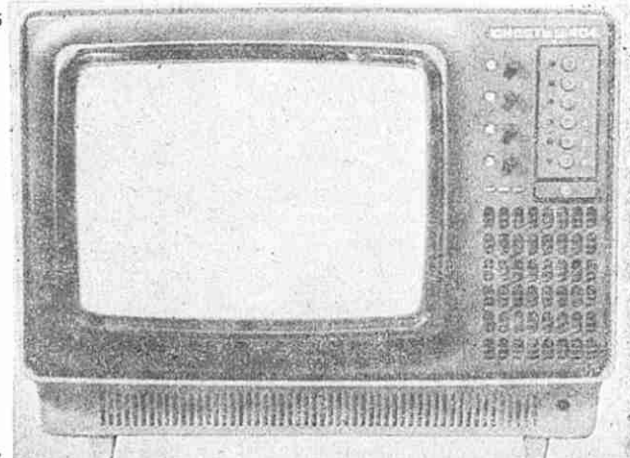
Sprzęt klasy hi-fi jest reprezentowany przez zestaw typu wieża „Radiotechnika K-101", składający się z gramofonu, tunera, wzmacniacza i magnetofonu.

Gramofon typu EP-101 ma dwie prędkości 33,3 i 45 obr/min, pasmo częstotliwości 31 Hz...16 kHz.

Tuner typu T-101, czterozakresowy, odznacza się dobrą czułością w przypadku zastosowania zewnętrznej anteny: 100 μV dla zakresów AM i 5 μV dla UKF.



Fot. 5



Fot. 6



Fot. 7

Wzmacniacz U-101, naturalnie także stereofoniczny, jest wyposażony w gniazda wejściowe do przyłączenia różnych źródeł sygnału. Pasmo przenoszonych częstotliwości 20 Hz...20 kHz. Moc wyjściowa 2×20 W.

Magnetofon kasetowy M-201 jest przystosowany do taśm żelazowych i wyposażony w układ tłumienia szumów. Pasmo przenoszonych częstotliwości 40 Hz...14 kHz.

Nieco większe wymiary ma drugi zestaw hi-fi, wieża o nazwie „Estonia-010-Stereo", w skład którego wchodzą gramofon, tuner, przedwzmacniacz m.cz. i aktywne zestawy głośnikowe z wbudowanymi 20-watowymi wzmacniaczami. Parametry techniczne tego zestawu są nieco lepsze niż opisanego poprzednio i z zapasem spełniają wymagania dla hi-fi.

Również do kategorii sprzętu wysokiej jakości można zaliczyć tzw. kombajn muzyczny „Wega-118-Stereo" (fot. 7) składający się z gramofonu, tunera, magnetofonu i wzmacniacza, umieszczonych we wspólnej obudowie. Odbiornik ma tylko zakres UKF. Gramofon ma wkładkę dynamiczną i urządzenie stroboskopowe pomocne w kontroli i regulacji prędkości obrotowej talerza. Pasmo częstotliwości sygnałów z gramofonu: 40 Hz...16 kHz. Pasmo przenoszenia sygnałów z radia i magnetofonu jest tylko nieznacznie mniejsze. Wśród przenośnych radiomagnetofonów najwyższą klasę reprezentuje „VEF-280-Stereo". Odbiornik jest wyposażony w zakresy fal długich, 2 zakresy fal średnich, 5 zakresów fal krótkich i UKF. Na podkreślenie zasługuje bardzo dobra



Fot. 8

czułość z anteny wewnętrznej na wszystkich zakresach fal (mV/m): długie 0,6, średnie 0,3, krótkie 0,5, UKF 0,02. Baza stereofoniczna jest poszerzona za pomocą układu elektronicznego. W magnetofonie zastosowano układ tłumienia szumów. Pasmo przenoszenia częstotliwości magnetofonu 63Hz...12,5 kHz. W płytę czołową wbudowano dwa mikrofony. Moc wyjściowa 2×3 W. Zasilanie: 220 V lub 8 baterii R 20. Temu dariomagnetofonowi nie wiele ustępuje „Wega-328-Stereo" (fot. 8). Odbiornik ma trzy zakresy fal: średnie, krótkie i UKF, mniejszą czułość, moc wyjściową 2×2 W. Także pasmo częstotliwości tego magnetofonu jest nieco węższe 63 Hz...10 kHz.

Na wzmiankę zasługują też monofoniczne radiomagnetofony „VEF-260-Sigma" oraz „Riga-110" o parametrach porównywalnych z poprzednio omówionymi modelami.

Nadal są produkowane magnetofony szpulowe jako sprzęt wysokiej klasy. „Jupiter-203-Stereo" ma dwie prędkości: 19,05 i 9,53 cm/s oraz głowicę „długowieczną", 4-ścieżkową. Pasmo częstotliwości 40 Hz...18 kHz przy większej prędkości, a 40 Hz...12,5 kHz przy mniejszej. Wzmacniacze m.cz. o mocy 2×12 W mogą być wykorzystywane niezależnie od magnetofonu. W magnetofonie są wbudowane głośniki kontrolne.

Podobne parametry ma również szpulowy magnetofon „Majak-205". Do wyboru są tu trzy prędkości: 19,5, 9,53, 4,76 cm/s. Moc wyjściowa mniejsza niż poprzedniego modelu – 2×4 W.

Jeszcze o wzmacniaczach m.cz.

Konstruowanie wzmacniaczy m.cz. jest, szczególnie w środowisku amatorów-elektroników, problemem nie do końca rozwiązanym i nastręczającym sporo trudności. W artykule są przedstawione zagadnienia z tym związane oraz tendencje w zakresie konstrukcji prezentowane przez znane firmy produkujące sprzęt elektroakustyczny. Artykuł jest przeznaczony dla zaawansowanych konstruktorów-amatorów.

Mija 70 lat od czasu skonstruowania przez Lee de Foresta pierwszego wzmacniacza m.cz. z lampą elektronową. Przez 40 lat trwała epoka wzmacniaczy lampowych opartych na triodach i pentodach. Ostatnie 30 lat przyniosło powszechne wykorzystanie tranzystorów do konstruowania wzmacniaczy m.cz. małej i średniej mocy (obecnie już do 1000 W).

W niedługim czasie, po pojawieniu się wzmacniaczy tranzystorowych hi-fi, pojawiły się uwagi krytyczne co do wierności przenoszenia przez nie sygnałów odpowiadających audycjom muzycznym. Prowadzone były badania mające na celu ujawnienie przyczyn tego zjawiska. Wiele przyczyn już wykryto i wyciągnięto odpowiednie wnioski. Czy oznacza to, że już wszystko wiemy o wzmacniaczach m.cz.? Okazuje się, że nie. Pozostało jeszcze sporo do wyjaśnienia w dziedzinie związków między parametrami obiektywnymi wzmacniaczy m.cz., a subiektywnymi wrażeniami w czasie odsłuchu transmitowanych audycji. Nasz słuch ma tak subtelne i dziwnie skorelowane własności, że ciągle zaskakuje nas nowymi niespodziankami.

„Złośliwości" wzmacniaczy mocy

Zauważono, że elektroakustyczne wzmacniacze tranzystorowe często powodują, iż transmitowany dźwięk ma jakiś sztuczny, „metaliczny" charakter. Przy dokładniejszych badaniach wykryto zniekształcenia typu TIM, o których już wiele napisano [2], [5], [6].

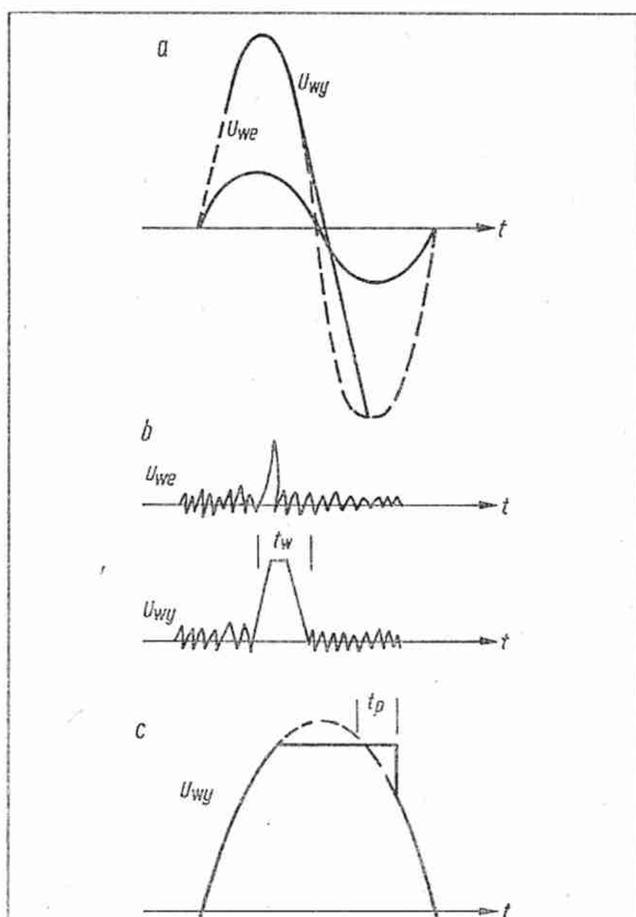
Starano się zmniejszyć zawartość zniekształceń typu TIM przez polepszenie liniowości wzmacniaczy z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, co okazało się nadzwyczaj prawidłowym przedsięwzięciem oraz przez zmniejszenie głębokości stosowanego ujemnego sprzężenia zwrotnego. Nie rozwiązało to całkowicie problemu. Aktualne stały się zagadnienia:

- wpływu parametrów kompensacji ujemnego sprzężenia zwrotnego na ostateczny wynik [2],
- wpływu pojemności kolektor–baza tranzystorów bipolarnych mocy,
- konstruowania stopni sterujących umożliwiających wielokrotne przesterowanie napięciowe,
- wpływu maksymalnej szybkości zmian napięcia wyjściowego wzmacniacza (parametr SR) na przebiegi wyjściowe [5],
- wytwarzanie nowego typu tranzystorów mocy o własnościach zbliżonych do własności lamp elektronowych.

Nie wdając się w zbyt szczegółowe rozważania, można stwierdzić, że szczególnie niekorzystna sytuacja powstaje wówczas, gdy wzmacniacz mocy o miernych parametrach jest sterowany z szerokopasmowego przedwzmacniacza wysokiej klasy. Przedwzmacniacz taki jest zdolny przenosić sygnały o bardzo stromych zboczach, zbliżone do przebiegów prostokątnych. We wzmacniaczu mocy, który wzmacnia napięciowo te sygnały 20...40-krotnie i oddaje na wyjściu moc 20...200 W, powstają wówczas niepożądane zjawiska.

1. Jeżeli wzmacniacz mocy jako całość jest zbyt powolny, to szybkie przebiegi zostają odkształcone tak, jak to przedstawiono na rys. 1a, powodując pojawienie się złożonych zniekształceń. Nazywa się je często zniekształceniami SID (ang. slew induced distortion).

2. Jeżeli pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego jest zbyt powolna, to wobec opóźnienia pojawienia się sygnału ujemnego sprzężenia zwrotnego na wejściu układu, w stopniu wejściowym wzmacniacza pojawia się zbyt silny sygnał powodujący przesterowanie wzmacniacza i jego „wyłączenie" na pewien odcinek czasu, który jest jednak znacznie dłuższy niż sygnał właściwy to powodujący (patrz rys. 1b). Jest to typowy przypadek powodujący powstawanie zniekształceń typu TIM.



Rys. 1. Niektóre rodzaje zniekształceń występujących w wzmacniaczach m.cz.

a – przebieg wyjściowy (U_{wy}) jest zniekształcony wskutek tego, że wzmacniacz nie nadąża za szybkością narastania sygnału wejściowego (U_{we}) – zniekształcenia typu SID (slew induced distortion),

b – „wyłączenie" wzmacniacza na czas t_w spowodowane opóźnieniem sygnału w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, powodujące pojawienie się zniekształceń typu TIM,

c – odkształcenie przebiegu w stopniu mocy wzmacniacza wskutek przesterowania i efektu „przeciągania" tranzystorów (t_p – czas przeciągania)

3. W naturalnym sygnale muzycznym pojawiają się przebiegi o znacznie wyższym poziomie od założonej dynamiki. Mogą one trwać 0,1% lub jeszcze mniej efektywnego czasu trwania sygnałów muzycznych. Często są one obcinane przez wzmacniacz mocy, co jest równoznaczne z chwilowym przesterowaniem stopnia końcowego. Skutki przesterowania trwają dłużej niż samo przesterowanie, bowiem tranzystor bipolarny potrzebuje pewnego czasu, aby powrócić do stanu normalnego (ang. recovery time). W przypadku fragmentu przebiegu sinusoidalnego przedstawia się to tak, jak na rys. 1c.

Nie istnieją, jak dotąd, ani „idealny schemat" wzmacniacza, ani „idealna recepta" umożliwiające skonstruowanie wzmacniacza pozbawionego wszystkich wymienionych i innych niedoskonałości. Znane są jednak zasady, których przestrzeganie, przy stosowaniu dobrze wyważonych kompromisów, umożliwia skonstruowanie dobrych i bardzo dobrych wzmacniaczy.

Podstawowe wiadomości dotyczące zasad działania i projektowania wzmacniaczy m.cz. można znaleźć w literaturze [1], [8] oraz [9], [10], [11]. W niniejszym artykule tym się nie zajmujemy.

Nowe tendencje i rozwiązania

Klasa stopnia mocy. Wiadomo od dawna, że najkorzystniejsza jest klasa A ponieważ:

- łatwo uzyskuje się dobrą liniowość charakterystyki amplitudowej, przy czym zniekształcenia nieliniowe są tym mniejsze, im mniejsza jest amplituda sygnału;
- nie występuje „zatykanie" tranzystorów w czasie pracy, co ma zawsze mniej lub bardziej niekorzystne następstwa (stany nieustalone, oscylacje itd.);
- tranzystory pracują w warunkach stałego, niezmiennego rozgrzania (wiadomo, że wszystkie parametry tranzystora są zależne od temperatury);
- nie występują wahania napięcia zasilającego.

Stopień klasy A ma tylko dwie wady: mała sprawność energetyczna szczególnie podczas wzmacniania sygnałów muzyki oraz moc admisyjna tranzystorów musi być wielka w stosunku do mocy znamionowej wzmacniacza.

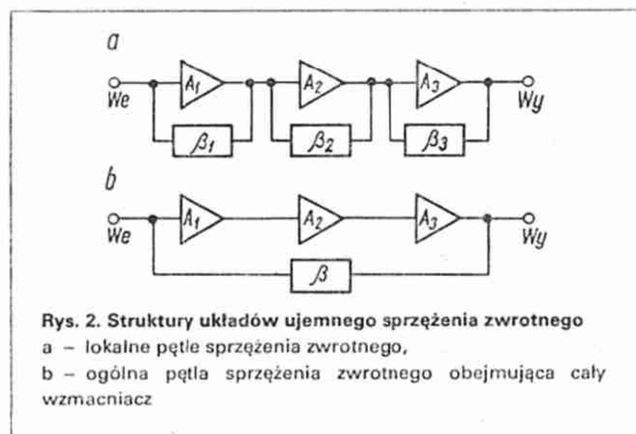
Aby wykorzystać zalety klasy A, a zmniejszyć nieco jej wady, można zastosować klasę AB, tj. tak ustalić warunki pracy stopnia mocy, żeby w przeważającej części czasu wzmacniacz pracował w klasie A, a tylko przy silnych sygnałach przechodził w klasę AB. Jest to najlepsze rozwiązanie dla większości wzmacniacza hi-fi, przy czym „granica" przejścia z klasy A do AB może być wybrana dowolnie przy projektowaniu wzmacniacza, zależnie od jego mocy, tranzystorów znajdujących się w dyspozycji konstruktora i innych przesłanek.

W tym miejscu warto podkreślić, że wiele firm zastosowało w swoich wzmacniaczach rozwiązania zbliżające je do klasy A, jak np. opisano w literaturze [3] i [4]. Zastosowane rozwiązania układowe są jednak zbyt złożone dla potrzeb amatorskich. Amator-konstruktor powinien iść w kierunku stosowania klasy A i płytkiej klasy AB. Jak wykazało doświadczenie „czysta" klasa B nie zdała egzaminu we wzmacniaczach hi-fi wysokiej jakości.

Tranzystory mocy. Niedostatki bipolarnych tranzystorów dyfuzyjnych mogą być eliminowane przez zastosowanie tranzystorów MOS i MOS-FET. Tranzystory te nie wykazują tak znacznego efektu „przeciągania", mają większą częstotliwość graniczną i wobec tego są szybsze. Nadają się one szczególnie dobrze do stopni końcowych wzmacniaczy m.cz. wysokiej klasy. Wiele wytwórni japońskich i europejskich przeszło całkowicie na nowoczesne tranzystory mocy (BD249, BD250, TIP141, TIP146 i inne).

Z produkowanych w kraju tranzystorów mocy najlepsze są pary: BDP493–BDP494 i BDP495–BDP496 o częstotliwości granicznej 4 MHz i wystarczającej mocy. Również przy użyciu spotykanych na naszym rynku tranzystorów TIP2955–TIP3055 o częstotliwości granicznej 3 MHz można osiągnąć dobre wyniki.

Ujemne sprzężenie zwrotne. Wykrycie zniekształceń dynamicznych typu TIM i poszukiwanie sposobów ich zwalczania przysłużyły się lepszemu poznaniu działania ujemnego sprzężenia zwrotnego i jego właściwego stosowania. I w tym przypadku ślepe stosowanie określonych reguł nie daje najlepszych wyników, z wyjątkiem jednej: kiepskich parametrów wzmacniacza nie należy „poprawiać" tylko zastosowaniem głębokiego ujemnego sprzężenia zwrotnego.



Rys. 2. Struktury układów ujemnego sprzężenia zwrotnego
a – lokalne pętle sprzężenia zwrotnego,
b – ogólna pętla sprzężenia zwrotnego obejmująca cały wzmacniacz

Na rys. 2 są przedstawione dwa sposoby tworzenia pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego: a – przez utworzenie sprzężeń lokalnych w poszczególnych członach (stopniach) wzmacniacza, b – przez objęcie wszystkich stopni jedną pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego.

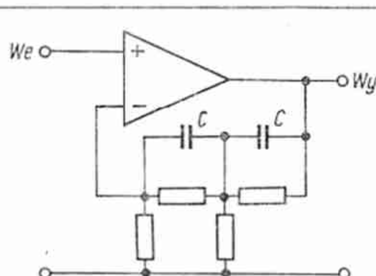
Każdy z tych sposobów ma swoje zalety i wady, które ogólnie biorąc można scharakteryzować następująco:

- **sprzężenie lokalne** – polepszenie parametrów w odniesieniu do całego wzmacniacza jest dość ograniczone; stabilność układu z takim sprzężeniem jest bardzo duża; sprzężenie takie wpływa korzystnie szczególnie na własności dynamiczne układu,
- **sprzężenie ogólne** – wywiera wielki wpływ na polepszenie parametrów całego wzmacniacza; zastosowanie jego wymaga stosowania kompensacji przeciwdziałającej wzbudzaniu się wzmacniacza, co staje się trudne przy dużej głębokości ujemnego sprzężenia zwrotnego i wywołuje niekorzystne skutki wtórne.

Większość racjonalnych rozwiązań układowych nowoczesnych wzmacniaczy hi-fi odznacza się stosowaniem obu sposobów tworzenia pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Są stosowane liczne pętle lokalne oraz pętla sprzężenia ogólnego o racjonalnej głębokości wprowadzanego ujemnego sprzężenia zwrotnego. Kompensacja pojedyncza, zanalizowana szczegółowo [2], o nachyleniu 6 dB/okt., ma dwie zasadnicze wady: głębokość ujemnego sprzężenia zwrotnego w górnej części pasma przenoszenia wzmacniacza jest niedostateczna i zniekształcenia nieliniowe są znaczne; kompensacja jest wprowadzona w główny tor przenoszenia wzmacniacza i pogarsza jego parametry fazowe oraz zdolność do przenoszenia impulsów. Niektóre firmy stosują kompensację podwójną o nachyleniu 12 dB/okt., umożliwiającą przemieszczenie zbocza charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza (przed zamknięciem pętli) ku częstotliwościom większym, co umożliwia pogłębienie ujemnego sprzężenia zwrotnego w górnej części pasma przenoszenia.

Inne rozwiązanie zmierzające do odpowiedniego skorygowania warunków fazowych w górnej części pasma przenoszenia,

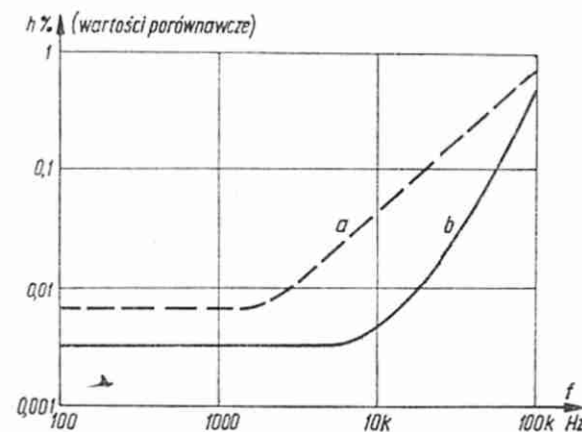
polega na zastosowaniu skutecznej korekcji fazowej w samej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, jak to przedstawiono na rys. 3. Zastosowanie członu kształtującego parametry pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, tak aby faza napięcia była przesunięta w przód (dzięki układowi RC z pojemnościami „przyspieszającymi"), wpływa na poszerzenie zakresu częstotliwości, w którym działa skutecznie ujemne sprzężenie zwrotne, bez nadmiernego zbliżenia się do punktu krytycznego. Według danych firmy JVC, taka pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego umożliwiła przesunięcie częstotliwości, przy której występują zniekształcenia o określonej wartości z częstotliwości 2 do 10 kHz, tzn. bardzo znacznie i to w ważnym zakresie



Rys. 3. Struktura pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego z kompensacją fazową (C – pojemności „przyspieszające")

pasma przenoszenia. Korzystny wpływ takiego ujemnego sprzężenia zwrotnego na współczynnik zawartości harmonicznych przedstawiono na rys. 4.

Kończąc rozważania o sprzężeniu zwrotnym trzeba zaznaczyć, że problem optymalnego projektowania pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wciąż nie jest dobrze rozwiązany i czeka na dalsze wynalazki.



Rys. 4. Charakterystyki współczynnika zawartości harmonicznych wzmacniaczy (przykład)
a – dobry wzmacniacz o konwencjonalnym rozwiązaniu pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego,
b – wzmacniacz o ulepszonej strukturze pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego (silniejsze sprzężenia w górnej części pasma przenoszonych częstotliwości)

Przeciwdziałanie przebiegom ultraniskim. Zalety wzmacniacza o znikomo małych zniekształceniach fazowych oraz pokusa przenoszenia całego pasma akustycznego od 16 Hz poczynając, doprowadziły do tego, że najlepsze wzmacniacze hi-fi są jednocześnie wzmacniaczami prądu stałego. Wywołało to liczne i niekorzystne komplikacje, polegające na tym, że wskutek wpływu temperatury na tranzystory oraz innych pobudzeń, prąd wyjściowy wzmacniacza wolno się zmienia, przesuwając cewkę głośnika niskotonowego. Powoduje to silne zniekształcenia nieliniowe sygnałów audycji emitowanych przez głośnik. Zastosowanie filtru obcinającego najmniejsze częstotliwości przed wzmacniaczem nie wpływa na te niekorzystne zjawiska. Stosowanie szyny masowej, łączącej wszystkie człony wzmacniacza i zasilacz, wykonanej z grubego pręta miedzianego oraz zastosowanie kondensatorów filtrujących o bardzo wielkiej pojemności jest pierwszym środkiem zaradczym eliminującym te zjawiska.

Następnym sposobem jest zastosowanie specjalnej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego działającego poniżej częstotliwości 2 Hz. Pobrany z wyjścia wzmacniacza sygnał przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy i stabilny wzmacniacz odwracający fazę o 180°. Sygnał ten zostanie doprowadzony do wejścia wzmacniacza przez odpowiedni sumator rezystancyjny i przeciwdziała zmianom wartości składowej stałej prądu wyjściowego wzmacniacza. Pętla tego ujemnego sprzężenia zwrotnego, nazwanego „Super-Servo", działa bardzo skutecznie, bowiem wnoszone tłumienie wynosi –3 dB przy częstotliwości 2 Hz i aż –90 dB przy prądzie stałym. Dla amatora wypływa stąd ważny wniosek. Dążąc do osiągnięcia najlepszych parametrów wzmacniaczy mocy należy zachować jednak umiar i pozostać przy wzmacniaczach przenoszących od 10...20 Hz, szczególnie, że przetworzenie przebiegów o częstotliwości mniejszej niż 40 Hz w fale akustyczne napotyka na bardzo wielkie trudności, a w małych mieszkaniach i warunkach amatorskich praktycznie nie jest realne.

Parametry wzmacniaczy. Walka konkurencyjna firm zachodnich produkujących sprzęt powszechnego użytku i prowadzony „wyścig" w zakresie polepszania parametrów wzmacniaczy (i innego sprzętu), wpływają na opinię publiczną urabiając poglądy i tworząc pewne fetysze. Powstała taka sytuacja, że nawet fachowcy tracą racjonalny pogląd na istotnie ważne parametry wzmacniaczy. Rozpatrzmy niektóre problemy.

Pasmo przenoszenia płyt cyfrowych i płytofonów ustalono, po przeprowadzeniu ponownie badań materiału muzycznego i własności słuchu ludzkiego, na 20 Hz...20 kHz. Wypływa z tego wniosek, że następne dwa ogniwa toru, tj. wzmacniacz m.cz. i zespoły głośnikowe, powinny zapewnić w miarę możliwości idealne przeniesienie takiego pasma częstotliwości.

Aby wzmacniacz nie wnosił zniekształceń fazowych i innych, o których napisano już wyżej, pasmo przenoszenia wzmacniaczy powinno być znacznie szersze, można przyjąć równe 10 Hz...150 kHz. Ogólną zasadą, której należy przestrzegać, jest aby ograniczenie pasma następowało w świadomie określonych miejscach, tj. filtrach włączonych u wejścia przedwzmacniacza i przed wzmacniaczem mocy, a nie w sposób „samoistny" wskutek własności wzmacniacza. Szczególnie ważne jest przestrzeganie tej zasady w odniesieniu do wzmacniaczy mocy i stosowanie odpowiedniego biernego filtru RC między przedwzmacniaczem i wejściem wzmacniacza mocy. Jeżeli dysponuje się wzmacniaczem o szerokim pasmie przenoszenia, przyjmuje się częstotliwość graniczną tego filtru 40...80 kHz.

Jeżeli wzmacniacz nie jest w stanie przenieść szerokiego pasma częstotliwości, stosuje się filtr o mniejszej częstotliwości granicznej, zawsze znacznie mniejszej (2...5-krotnie) od górnej częstotliwości granicznej samego wzmacniacza mocy.

Przypomnijmy jeszcze, że ograniczenie pasma akustycznego do 16 kHz jest ledwo zauważalne (w ocenie ekspertów); w wieku 35 lat górna granica słyszalności wynosi 14 kHz (średnio) obniżając się do 12 kHz w wieku 50 lat. Nie należy więc obawiać się zastosowania w razie potrzeby filtrów o względnie małej częstotliwości granicznej. Efekt zmniejszenia się zniekształceń nieliniowych (szczególnie dynamicznych) jest z reguły istotniejszy od ograniczenia pasma przenoszonych częstotliwości.

W odniesieniu do szumów i przydźwięku panuje tendencja obniżenia ich poziomu do znikomo małych wartości. Jest to

Ważniejsze dane techniczne wzmacniaczy hi-fi (podano moc jednego kanału)

Producent Typ	Moc [W] znam./muz.	Pasmo przenoszenia [Hz...kHz]	Zakłócenia (odstęp dB) Wej. grmofon. ważony	nieważ.	Wejścia inne ważony	nieważ.	Tłumienie przesłuchu między kanałami [dB]	Zniekształcenia mniejsze h [%]	Intermod. [%]
ITT 2440	25/35	15...50		65		85	55	0,03	0,5
ITT 5040	35/50	10...50		75		85	60	0,03	0,2
SABA-MI 355	35/50	15...50				88		0,1	
Metz AX 4980	40/60	15...30		58*		60*	45	0,2	
JVC A-X2	42/x	10...100		63*		64*		0,003**	0,007
Philips 4213	42/64	10...30	78		89		60	0,01	0,04
Mitsubishi DA-U310	50/85	3...70		63*	93	65*		0,03	0,15
JVC A-X9	105/x	0...200		71*		73*		0,0005**	0,002
Pioneer SA-9900	110/160	7...40	75		95			0,1	
Revox B750	110/140	20...20		70		90	66	0,1	
			Wzmacniacze mocy (końcówki)						
Mitsubishi DA-A600	50/85	5...70	–	–		106	80	0,01	0,1
Philips 309	65/90	5...90	–	–		100	85	0,01	0,003
ITT 80145	90/130	10...70	–	–		107	70	0,005	0,1
Mitsubishi DA-A15 DC	280/500	2...230	–	–		101	74	0,005	0,014

* przy mocy 50 mW ** przy częstotliwości 1 kHz

słuszne, bowiem w przerwach audycji z głośników nie powinien wydobywać się jakikolwiek dźwięk zakłócający. Zakłócenia własne wzmacniaczy powinny „leżeć" znacznie poniżej średniego poziomu zakłóceń akustycznych panujących w pomieszczeniu odsłuchowym. Osiągnięte dane liczbowe odstępu poziomu sygnału od poziomu szumów znane są z katalogów sprzętu i opisów wzmacniaczy.

Ostatnio stał się modny parametr określający szybkość narastania napięcia na wyjściu wzmacniacza w odpowiedzi na pobudzenie przebiegiem skokowym, określany w V/µs. Jest to ważny parametr. Nie należy jednak ulegać sugestii i wpływowi „pogoni" już rozpoczętej przez firmy japońskie i zachodnioeuropejskie za wyśrubowanymi danymi liczbowymi. Zagadnienie to zostało wyczerpująco opisane w literaturze [2] i [5].

Pomiary zniekształceń dynamicznych typu TIM nie są jeszcze znormalizowane i tylko niektóre wytwórnie podają odpowiedni wskaźnik w katalogach, chociaż wiadomo, że wszystkie wytwórnie wzmacniaczy przeprowadzają odpowiednie badania konstruowanych wzmacniaczy. Firma JVC. która lansuje wzmacniacze klasy Super A, podaje w katalogach, że zniekształcenia typu TIM są równe zeru (niemierzalne metodami technicznymi).

W odniesieniu do zniekształceń nieliniowych należy przypomnieć pewne zależności, ułatwiające ich wykrywanie przy subiektywnej ocenie jakości wzmacniaczy, bowiem pomiary współczynnika zawartości harmonicznych i współczynnika zniekształceń intermodulacyjnych są trudne (przy małych wartościach tych współczynników).

A więc wiadomo, że prawdziwe są następujące zależności:

- im szersze jest pasmo przenoszonych częstotliwości, tym łatwiej są zauważane słuchem zniekształcenia nieliniowe (wszelkiego rodzaju); odtwarzanie szerokopasmowe wymaga więc, o ile to możliwe, małych zniekształceń nieliniowych;
- przy odtwarzaniu dwóch lub większej liczby tonów, zniekształcenia są zauważalne łatwiej niż przy jednym tonie;
- słyszalność zniekształceń jest zależna od rodzaju nieliniowości i głośności dźwięków;
- czułość słuchu ludzkiego w odniesieniu do zniekształceń nieliniowych jest bardzo różna; zależnie od ich rodzaju, częstotliwości składowych, poziomu głośności i charakteru materiału muzycznego, mogą być zauważane zniekształcenia nieliniowe (harmoniczne) charakteryzujące się współczynnikiem od 0,1% do 20%, przy czym najmniejsza jest czułość słuchu w odniesieniu do zniekształceń czystych tonów o częstotliwości mniejszej niż 100 Hz; natomiast słuch ludzki, jak się okazało, jest nadzwyczaj czuły na zniekształcenia dynamiczne typu TIM i inne;
- duże zniekształcenia nieliniowe powstają w samym uchu przy odsłuchu głośnych lub bardzo głośnych dźwięków.

Podstawowym „przyrządem pomiarowym" amatora-konstruktora jest jego własny słuch. Można na nim polegać, o ile zostanie zapewniona możliwość porównywania jakości brzmienia muzyki naturalnej, bądź odtwarzanej za pomocą urządzeń bardzo wysokiej klasy z muzyką odtwarzaną za pomocą badanego zestawu.

Na zakończenie przedstawionych wyżej informacji przedstawiona jest tablica zawierająca dane techniczne kilkunastu wzmacniaczy różnych firm, wytwarzanych w okresie kilku ostatnich lat.

LITERATURA

[1] Feszczuk M.: Wzmacniacze elektroakustyczne. WKŁ 1982
[2] Feszczuk M.: Zniekształcenia TIM w wzmacniaczach elektroakustycznych. „Radioelektronik" nr 10 i 11/1983
[3] Wzmacniacz klasy Super A. „Radioelektronik" nr 5/1981
[4] Wzmacniacz hi-fi nowej klasy. „Radioelektronik" nr 7–8/1980
[5] Kilka uwag o zniekształceniach TIM. „Radioelektronik" nr 2/1983
[6] Klapczyńska U.: Wzmacniacz 40 W o małych zniekształceniach. „Radioelektronik" nr 6/1982 i nr 3/1983
[7] Problemy konstruowania amatorskich wzmacniaczy elektroakustycznych. „Radioelektronik" nr 4/1984
[8] Pawłowski J.: Wzmacniacze i generatory. WKŁ 1975
[9] Feszczuk M.: Obliczanie wzmacniaczy m.cz. „Radioelektronik" nr 5/1979
[10] Feszczuk M.: Układy stabilizacji termicznej w wzmacniaczach m.cz. „Radioelektronik" nr 12/1979
[11] Feszczuk M.: Sprzężenie zwrotne w wzmacniaczach m.cz. „Radioelektronik" nr 4/1980

Podstawy techniki mikroprocesorowej (4)

mgr inż. WITOLD OLPIŃSKI

PAMIĘCI MIKROKOMPUTERÓW

Procesor, układy wejścia/wyjścia i pamięć stanowią trzy podstawowe składniki każdego systemu komputerowego. Pojęcie pamięci jest w informatyce na tyle ogólne, że obejmuje wszystkie możliwe sposoby przechowywania informacji cyfrowej, od zapisanej kartki papieru poprzez papierową taśmę dziurkowaną, taśmy i dyski magnetyczne do pamięciowych układów scalonych wielkiej skali integracji. Pamięć składa się z komórek, z których każda służy do przechowywania jednego lub kilku bitów (słowa).

Liczba komórek określa pojemność pamięci. Podstawowe parametry charakteryzujące pamięć to: długość słowa, pojemność oraz czas dostępu.

Czas dostępu jest parametrem określającym czas, jaki upływa od chwili ustalenia się sygnałów żądania dostępu (adresu i sygnałów sterujących) do chwili ustalenia się danych na wyjściu pamięci przy odczycie lub do chwili trwałego zapamiętania danych w pamięci przy zapisie.

Klasyfikację pamięci można przeprowadzić według wielu kryteriów. Biorąc pod uwagę sposób współpracy pamięci z procesorem możemy wyróżnić tzw. pamięć operacyjną i pamięć zewnętrzną. Pamięci zewnętrzne spełniają funkcję pamięci masowych, czyli przeznaczonych do gromadzenia bibliotek programów, wszelkiego rodzaju zbiorów danych i innych informacji cyfrowych. Pamięć zewnętrzna jest na ogół jednym z urządzeń wejścia/wyjścia systemu, a wymiana danych między nią i procesorem następuje za pomocą pamięci operacyjnej. Pamięć zewnętrzna nie musi być trwale połączona z mikrokomputerem i może być wykorzystywana w różnych systemach cyfrowych. Nie jest składnikiem koniecznym do działania systemu, a jedynie rozszerza jego możliwości.

Najczęściej stosowanymi rodzajami pamięci zewnętrznych w systemach mikroprocesorowych są pamięci magnetyczne na dyskach twardych i elastycznych (dyskietkach) oraz pamięci kasetowe. Funkcję pamięci kasetowych w wielu popularnych systemach mikrokomputerowych często pełnią zwykłe magnetofony kasetowe.

Niezbędnym elementem systemu cyfrowego jest pamięć operacyjna. Pamięć operacyjna służy w procesie przetwarzania do przechowywania programu, danych źródłowych, wyników pośrednich i wyników końcowych. Jest ona bezpośrednio powiązana z procesorem poprzez szyny adresową i danych oraz odpowiednie sygnały sterujące. Zasoby jej są nieustannie dostępne dla procesora. Praktyczna pojemność pamięci operacyjnej może być dowolnie rozszerzona przez organizację odpowiedniej współpracy systemu z pamięcią zewnętrzną, oczywiście kosztem wydłużenia czasu przetwarzania. Jest on tracony na wymianę danych między pamięcią operacyjną i zewnętrzną.

Początkowo w systemach cyfrowych do budowy komórek pamięci operacyjnych wykorzystywano miniaturowe toroidalne rdzenie ferrytowe. Odpowiednie przemagnesowywanie tych rdzeni umożliwiało rejestrację wartości logicznych poszczególnych bitów. Zaletą pamięci ferrytowej było przechowywanie informacji po wyłączeniu zasilania (tzw. nieulotność pamięci). Współcześnie pamięci ferrytowe zostały prawie całkowicie wyparte przez pamięci półprzewodnikowe, głównie z powodu konkurencyjnej ceny i znacznie mniejszych wymiarów.

Pamięci operacyjne systemów mikroprocesorowych są budowane wyłącznie z układów scalonych wielkiej skali integracji. Pamięci półprzewodnikowe mogą mieć organizację bitową lub słowową. Organizacja bitowa pamięci oznacza, że jednemu adresowi pamięci jest przyporządkowana jedna komórka o pojemności jednego bitu. W przypadku organizacji słowowej jeden adres umożliwia dostęp do słowa o określonej długości, przeważnie 4- lub 8-bitowego. Wewnątrz układu scalonego komórki pamięci są ułożone w matrycę mxn bitów, przy czym *m* jest liczbą wierszy, a *n* liczbą kolumn matrycy. Kształt matrycy jest wybrany przez producenta dla uzyskania maksymalnego uproszczenia dekoderów adresu zawartych w układzie minimalizacji liczby połączeń wewnętrznych i innych czynników, których nie będziemy tu rozważać.

Możemy wyróżnić dwie grupy pamięci półprzewodnikowych o odmiennych własnościach: pamięci nieulotne, czyli tzw. pamięci stałe oraz pamięci ulotne, tracące swą zawartość po wyłączeniu zasilania.

Do pamięci stałych zalicza się:

– Pamięci ROM (ang. read only memory), których zwartość jest ustalana (programowana) w procesie produkcyjnym.

– Pamięci PROM (ang. programable ROM), które jednorazowo programuje użytkownik za pomocą specjalnych programatorów, a zapis polega na przepaleniu wybranych połączeń wewnątrz układu scalonego, odpowiadających poszczególnym bitom pamięci.

– Pamięci EPROM (ang. erasable PROM), które mogą być wielokrotnie programowane przez użytkownika również za pomocą odpowiednich programatorów. Poprzednia zawartość pamięci jest wymazywana przez oświetlenie struktury półprzewodnikowej promieniowaniem ultrafioletowym wnikającym przez specjalne okienko kwarcowe, umieszczone w obudowie układu lub w niektórych układach za pomocą odpowiednich impulsów elektrycznych (pamięci EEPROM – ang. electrically erasable PROM).

Pamięci przeznaczone do częstego zapisywania i odczytywania danych podczas procesu przetwarzania, czyli pamięci zapisywalno/odczytywalne, określa się zwyczajowo niezbyt precyzyjną nazwą pamięci RAM (ang. random access memory). Dosłownie oznacza to pamięć o swobodnym dostępie do informacji, czyli zapewniającą bezpośredni dostęp do zawartości komórki po jej zaadresowaniu, w odróżnieniu od pamięci o dostępie sekwencyjnym, jak np. pamięć kasetowa lub o dostępie cyklicznym lub asocjacyjnym. Przyjmując taką definicję można uznać, że pamięci stałe należą do grupy pamięci o dostępie swobodnym. Jednak termin RAM przyjęto powszechnie dla nazywania pamięci zapisywalno/odczytywalnych i w tym znaczeniu będzie tu stosowany.

Grupę pośrednią między pamięciami stałymi a pamięciami RAM stanowią tzw. pamięci głównie czytane, czyli pamięci, których zawartość może być zmieniana przez system w czasie jego pracy, lecz w których czas potrzebny na zapis nowej zawartości jest wielokrotnie dłuższy od czasu dostępu do pamięci w celu odczytu. Do takich pamięci zalicza się układy EAROM (ang. electrically alterable ROM), łączące w sobie zalety pamięci RAM i ROM. W praktycznych realizacjach układów EAROM czas dostępu dla zapisu jest rzędu milisekund, a dla odczytu – rzędu mikrosekund. Ta grupa pamięci półprze-

wodnikowych ma jak dotychczas marginesowe znaczenie, a dopiero dalszy rozwój technologii i uzyskanie znacznie krótszych czasów dostępu przy zachowaniu nieulotności pamięci spowodowałoby istotny wzrost ich praktycznego znaczenia. Najliczniejszą grupę pamięci półprzewodnikowych pod względem różnorodności typów i własności tworzą układy RAM. Pamięci te umożliwiają zarówno zapis jak i nie niszczący odczyt informacji, przy czym czas dostępu dla zapisu i dla odczytu jest praktycznie jednakowy. Najczęściej spotykane typy pamięci RAM mają czasy dostępu od kilkudziesięciu do kilkuset nanosekund.

Pamięci RAM dzieli się na dwa podstawowe rodzaje, rożniące się zasadą przechowywania wartości logicznej bitów w komórkach. Są to pamięci statyczne i pamięci dynamiczne. Komórkę pamięci statycznej tworzy przerzutnik bistabilny zawierający dwa lub więcej tranzystorów. Stan tego przerzutnika określa pamiętaną wartość logiczną bitu.

W komórce pamięci dynamicznej informacja jest przechowywana w postaci ładunku zgromadzonego w bramce tranzystora unipolarnego MOS. Ponieważ czas rozładowania niewielkiej, bo rzędu ułamka pikofarada, pojemności bramki jest niezbyt długi (mimo bardzo dużej rezystancji wejściowej tranzystora) istnieje konieczność okresowej regeneracji (odświeżania) tych ładunków. Operacja odświeżania jest dokonywana jednocześnie dla wszystkich komórek w jednym wierszu (lub kolumnie) matrycy pamięci, co skraca czas potrzebny na regenerację. Polega ona na wybraniu adresu wiersza (lub kolumny w innych typach pamięci) na określony czas. Współczesne typowe pamięci dynamiczne wymagają odświeżania nie rzadziej niż co 2 ms przy pracy w dowolnej temperaturze z dopuszczalnego zakresu. Dostęp do komórki pamięci w celu zapisu lub odczytu powoduje automatycznie odświeżanie zawartości wszystkich komórek wiersza (lub kolumny) matrycy, w którym leży wybrana komórka.

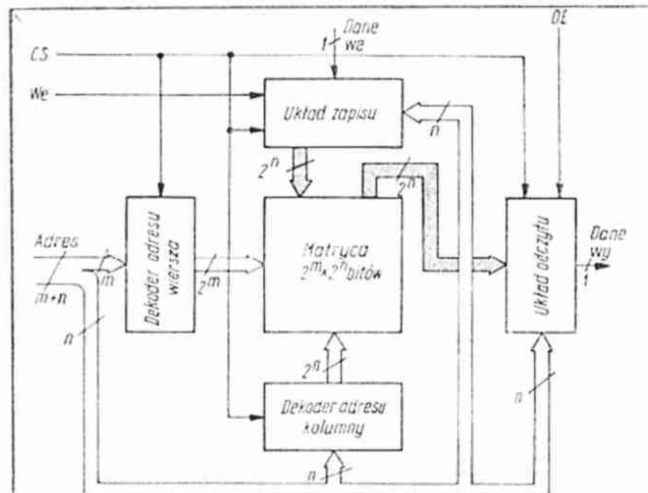
Możliwe są różne realizacje odświeżania, a mianowicie:
- synchroniczne z przebiegiem zegarowym mikroprocesora, realizowane przez specjalizowane układy scalone, a w przypadku mikroprocesora Z80 przez układ odświeżania w nim zawarty;
- asynchroniczne ze wstrzymaniem pracy procesora, czyli z tzw. kradzieżą cykli;
- asynchroniczne, lecz niewidoczne dla procesora, realizowane przez układ rozstrzygający czy można w danej chwili wykonać cykl odświeżania.

Dobrze rozwiązany układ odświeżania umożliwia identyczną współpracę procesora z pamięcią dynamiczną jak z pamięcią statyczną bez wprowadzania zbędnych opóźnień jego działania. Podstawową wadą półprzewodnikowych pamięci RAM jest ich ulotność. Większość producentów w celu wyeliminowania tej wady we współczesnych konstrukcjach układów statycznych pamięci RAM wykonanych w technologii CMOS przewiduje dwa tryby ich pracy:
- normalny, w którym dokonywane są zapisy i odczyty informacji oraz
- spoczynkowy, w którym zasilana jest jedynie matryca komórek pamięci w celu zachowania ich zawartości.

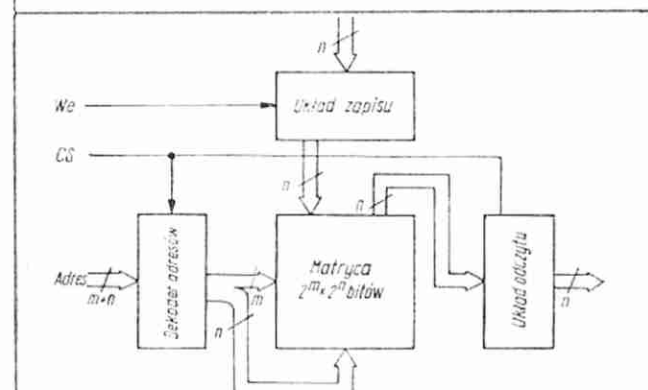
Pobór mocy w stanie spoczynkowym jest tak niewielki, że do zasilania bloku pamięci wystarcza miniaturowy akumulator lub ogniwo.

Na rysunkach 1–5 są przedstawione schematy blokowe różnych typów pamięci RAM z uwzględnieniem podstawowych sygnałów sterujących.

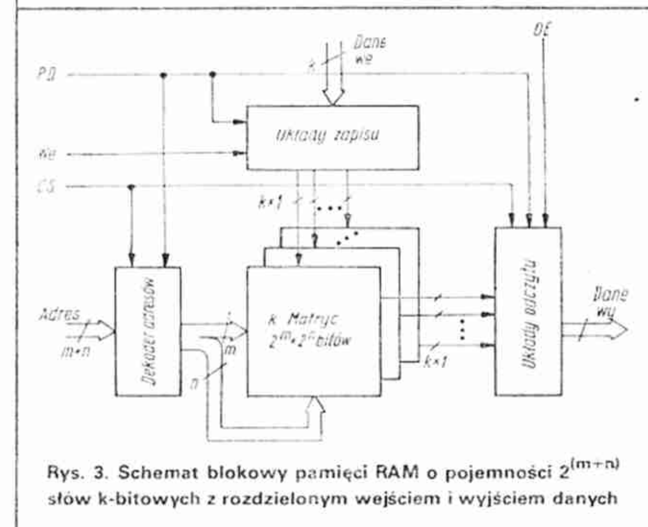
Typowe sygnały dochodzące do pamięci półprzewodnikowej, to:
- słowo adresowe wprowadzane równolegle lub w przypadku pamięci z multipleksowaniem adresu w 2 cyklach (rys. 5),
- linie danych wejściowych,
- linie danych wyjściowych, przy czym linie danych wejściowych i wyjściowych są często wspólne i stanowią dwukierunkowe linie danych (rys. 2, 3, 4).
- CS lub CE (ang. chip select, chip enable) – wybieranie układu wykorzystywane przy budowie bloków pamięci złożonych z wielu układów,
- PD (ang. power down) – dezaktywacja układów zbędnych w czasie, gdy pamięć nie jest wybrana (wejście to często nie jest wyodrębniane, a funkcja dezaktywacji realizowana wewnątrz układu w zależności od sygnału wybierania CS (CE), co umożliwia ograniczenie poboru mocy od 30 do 70%,



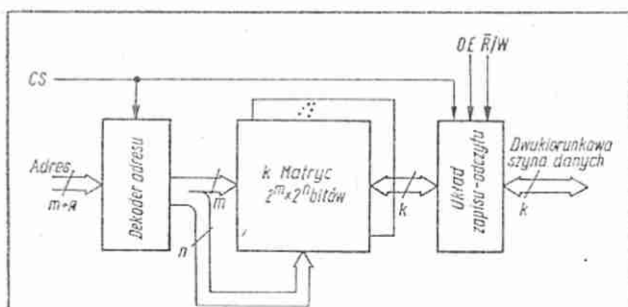
Rys. 1. Schemat blokowy pamięci RAM o pojemności $2^{(m+n)}$ słów 1-bitowych z rozdzielonym wejściem i wyjściem linii danych



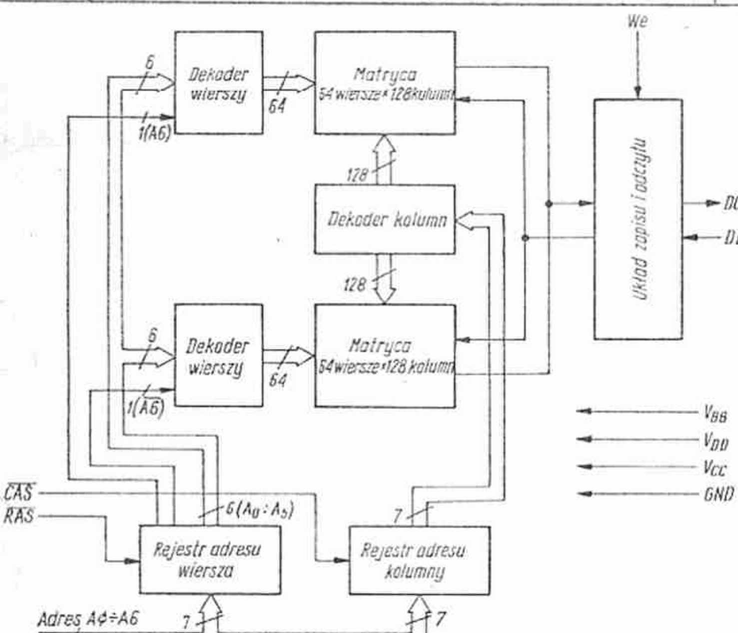
Rys. 2. Schemat blokowy pamięci RAM o pojemności 2^m słów n-bitowych z rozdzielonym wejściem i wyjściem danych



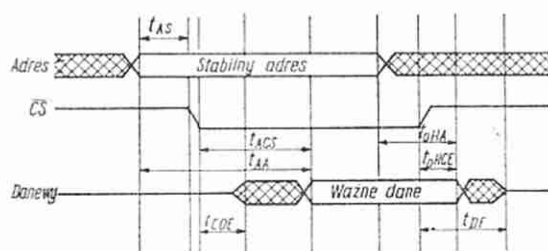
Rys. 3. Schemat blokowy pamięci RAM o pojemności $2^{(m+n)}$ słów k-bitowych z rozdzielonym wejściem i wyjściem danych



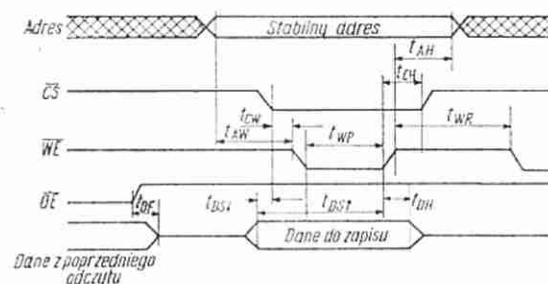
Rys. 4. Schemat blokowy pamięci RAM o pojemności $2^{(m+n)}$ słów k-bitowych z dwukierunkowymi liniami danych



Rys. 5. Schemat blokowy pamięci RAM o pojemności 16k×1 bit i organizacji 2×(64×128) z multipleksowaniem adresu



Rys. 6. Cykl odczytu



Rys. 7. Cykl zapisu

– WE (ang. write enable) lub R/W (ang. read/write) – sterowanie zapisem i odczytem danych, spełnia również zwykle funkcję strobu zapisu,

– OE (output enable) sterowanie wzmacniaczami wyjściowymi linii danych, powodujące ich przejście do stanu wysokiej impedancji (w pamięciach z trójstanowymi układami wyjściowymi) lub do stanu wysokiego (w pamięciach z układami wyjściowymi typu otwarty kolektor).

Ponadto w niektórych typach pamięci są wyprowadzone wejścia i wyjścia sygnałów specjalnych, takich jak:

Ø1, Ø2... – przebiegi zegarowe do układów odświeżania, synchronizacji oraz do pracy układów dynamicznych.

RAS (ang. row address select) i CAS (ang. column addres select) – stroby adresowe w pamięciach z multiplekowanym adresem.

STATUS – sygnał wyjściowy stanu pamięci (np. w pamięciach z wewnętrznym układem odświeżania sygnalizacji gotowości dla dostępu).

STROB – sygnał gotowości danych na wyjściu, generowany przy odczycie danych z pamięci.

PROG – sygnał do sterowania programowaniem pamięci EPROM, sygnały do sterowania zapisem (wymazywaniem) zwartości pamięci EAROM itp.

Na rys. 2 i 3 przedstawiono odpowiednio pamięci z rozdzielonymi wejściami i wyjściami danych oraz z dwukierunkowymi liniami danych.

Układy pamięci RAM zaprojektowane w taki sposób, że można zewrzeć ich wejściowe i wyjściowe linie danych oraz pamięć z dwukierunkowymi liniami danych, mogą być bezpośrednio dołączone do dwukierunkowej szyny danych systemu mikroprocesorowego. Większość scalonych pamięci półprzewodnikowych ma wzmacniacze wyjściowe linii danych zakończone stopniem z otwartym kolektorem lub z układem trójstanowym. Umożliwia to równoległe łączenie wyjść wielu układów przy budowie większych bloków pamięci RAM i ROM.

Konstruując blok pamięci złożony ze scalonych układów pamięci półprzewodnikowych należy zwrócić uwagę na następujące problemy.

1. Wybór rodzaju i organizacj wewnętrznej układów

Szeroki asortyment produkowanych pamięci półprzewodnikowych umożliwia optymalny wybór typu układów ze względu na:
- zakładaną pojemność pamięci,
- wymagany czas dostępu,
- dostępność napięć zasilających,
- ulotność bądź nieulotność pamięci,
- minimalizację liczby elementów,
- podział przestrzeni adresowej systemu między pamięć stałą i pamięć RAM,
- dopasowanie do rodziny układów mikroprocesorowych w systemie.

2. Zapewnienie warunków zasilania układów

Wymagana mała indukcyjność doprowadzeń zasilania może być uzyskana przez: zablokowanie zasilania każdego układu kondensatorem o małej indukcyjności (polskie – kFPm, kCPm), doprowadzenie zasilania kilkoma drogami, a rozprowadzenie zasilania w formie siatki. Należy zapewnić odporność zasilania na chwilowe gwałtowne zmiany poboru prądu przez pamięć.

3. Obciążalność wyjść

Łączenie ze sobą wyjść wielu układów pamięci i dołączanie ich bezpośrednio do szyny systemu powoduje obciążenie wyjść znaczną pojemnością, którą należy oszacować i sprawdzić czy nie przekracza ona wartości dopuszczonych przez producenta pamięci. Często przekroczenie jej jest przyczyną uniemożliwiającą budowę bloku pamięci zawierającej dany typ układów.

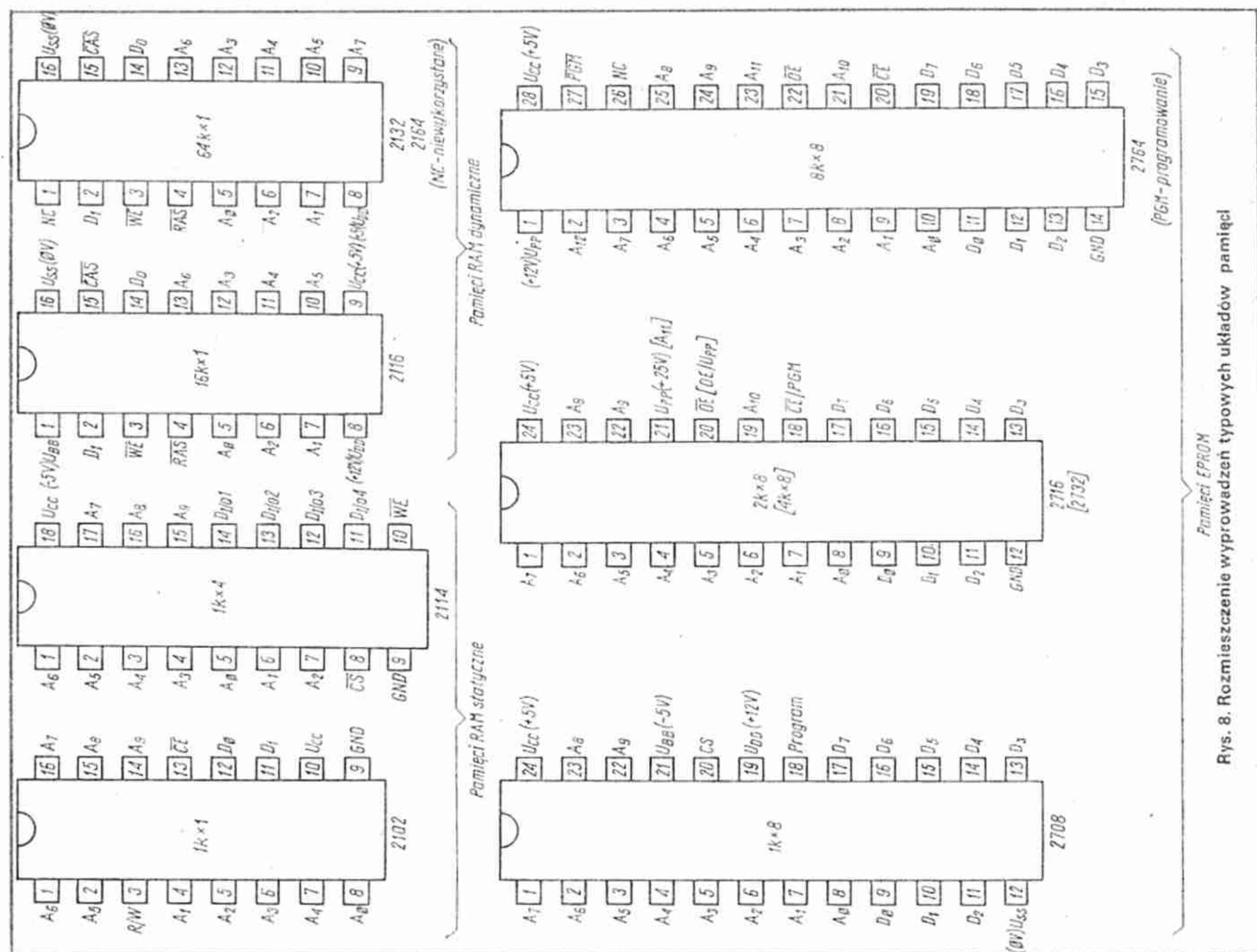
Przykładowe określenia parametrów czasowych pamięci RAM.

Odczyt z pamięci

Na rys. 6 przedstawiono cykl odczytu z pamięci. Przedstawione na nim czasy to:

t_{AA} – czas dostępu do ustalenia się adresu,

t_{COE} – czas otwarcia wyjść trójstanowych,



Rys. 8. Rozmieszczenie wyprowadzeń typowych układów pamięci

t_{ACS} – czas dostępu do sygnału wybierania CS (w tych pamięciach, w których CS uaktywnia całą pamięć, gdy pamięć może pracować ze zmniejszonym poborem mocy),

t_{AS} – czas, o jaki musi wyprzedzać moment ustalenia się adresu aktywne zbocze sygnału wybierania CS (w pamięciach z rejestrem na wejściach linii adresowych),

t_{oHA} – czas utrzymywania przez pamięć ważnych danych na wyjściu przy zmianie adresu w czasie aktywnego stanu sygnału CS (zwykle 0ns),

t_{oHCE} – czas utrzymywania przez pamięć ważnych danych na wyjściu po przejściu sygnału CS do stanu nieaktywnego,

t_{DF} – czas wyłączenia wyjść (układy trójstanowe lub z otwartym kolektorem),

Zapis do pamięci

Na rys. 7 przedstawiono cykl zapisu do pamięci. Przedstawione oznaczenia czasów to:

t_{AH} – czas, w jakim musi zostać utrzymany stabilny adres po przejściu sygnału strobu zapisu do stanu nieaktywnego;

t_{CH} – czas, przez jaki musi zostać utrzymany aktywny stan sygnału wybierającego po przejściu sygnału strobu zapisu do stanu nieaktywnego;

t_{AW}, t_{CW} – czasy, o jakie przejście sygnału strobu zapisu do stanu aktywnego musi być wyprzedzone przez moment ustalenia się adresu i przejścia sygnału wybierającego CS do stanu aktywnego;

t_{WP} – minimalny czas trwania aktywnego stanu sygnału strobu zapisu;

t_{WR} – minimalny czas, po jakim może nastąpić następny zapis,

$t_{DS\uparrow}$ lub $t_{DS\downarrow}$ – czas, o jaki musi wyprzedzać ustalenie się danych do zapisu aktywne zbocze sygnału strobu zapisu (w niektórych pamięciach istotne przed opadającym, a w niektórych przed narastającym zboczem sygnału strobu zapisu);

t_{DH} – czas, w którym muszą zostać utrzymane ważne dane po przejściu sygnału strobu zapisu do stanu nieaktywnego.

Na rys. 8 są przedstawione układy wyprowadzeń najczęściej spotykanych pamięci PROM, EPROM i RAM. Są to:

2708, 2716, 2732 i 2764 – pamięci EPROM o pojemności 1, 2, 3 i 8 k słów 8-bitowych,

2102, 2114 – pamięci statyczne RAM,

2116, 2132 i 2164 – pamięci dynamiczne RAM.

Pamięć dynamiczna 2132, popularna wśród hobbystów ze względu na relatywnie niską cenę, wykorzystywana również w mikrokomputerach ZX-Spectrum, jest w rzeczywistości pamięcią 2164, w której połowa matrycy zawiera defekt w strukturze półprzewodnikowej ujawniony w czasie produkcji i jest niewykorzystywana. Z tego faktu wynika istnienie dwóch odmian pamięci: 2132L, 2132H reagujących odpowiednio na niski lub wysoki poziom logiczny najbardziej znaczącego bitu adresu.

Oznaczenia cyfrowe dotyczą pamięci produkowanych przez firmę INTEL. Większość producentów stosuje te same lub zbliżone oznaczenia cyfrowe, uzupełnione literami wyróżniającymi firmę.

LITERATURA

[1] Luecke G., Mize J.P., Carr W.N.: Pamięci półprzewodnikowe. Projektowanie i zastosowanie. WNT 1978

[2] Skorupski A.: Pamięci maszyn cyfrowych. PWN 1980

[3] Badźmirowski K., Pieńskos J., Piestrzyński W.: Systemy mikroprocesorowe . WNT 1981

Tranzystorowy układ zapłonowy

Opis dotyczy modelu wykonanego przez Autora i praktycznie wypróbowanego w laboratorium redakcji.

Wielu użytkowników samochodów chciałoby polepszyć właściwości eksploatacyjne swojego pojazdu: zmniejszyć zużycie paliwa, poprawić zdolność do rozruchu silnika w czasie mrozów i ograniczyć częstotliwość obsługi. Zastosowanie elektronicznego układu zapłonowego stanowi istotny krok na drodze do rozwiązania tych problemów. W artykule opisano zasadę działania i konstrukcję prostego układu zapłonowego, który mogą samodzielnie wykonać amatorzy mający nieco doświadczenia w konstruowaniu urządzeń elektronicznych.

Zmniejszenie zużycia paliwa w samochodach z silnikiem benzynowym możliwe jest przez polepszenie stałości parametrów układu zapłonowego oraz zubożenie mieszanki paliwa z powietrzem. Należy jednak pamiętać, że im mniej mieszanka zawiera benzyny, tym trudniejszy jest jej zapłon. Dla zapewnienia prawidłowej pracy silnika spalinowego konieczna jest iskra o długim czasie trwania i dużej energii, szczególnie wtedy, gdy silnik otrzymuje ubogą mieszankę. Warunkiem sprzyjającym oszczędności paliwa w trakcie eksploatacji samochodu jest stabilność ustawienia zapłonu. Duży wpływ na zmianę statycznego kąta zapłonu ma ścieranie krzywki zestyku ruchomego oraz wypalanie zestyków przerywacza. Ponadto w tym układzie, przy małych prędkościach obrotowych, prędkość rozwierania zestyków jest niewielka, co powoduje obniżenie i wahania napięcia w uzwojeniu wtórnym cewki zapłonowej. Niejednakowe wartości tego napięcia są szczególnie niekorzystne podczas rozruchu silnika, np. w warunkach zimowych. Obniżone wówczas napięcie zasilania może się okazać zbyt niskie do spowodowania przeskoku iskry między elektrodami zawilgoconej świecy, co utrudnia lub uniemożliwia uruchomienie silnika.

Wielkość energii zgromadzonej w indukcyjności cewki zapłonowej z uwzględnieniem strat na ciepło Joule'a, wyraża się wzorem:

$$W = 0{,}35\ L_p I_p^2\ [W,H,A] \qquad (1)$$

w którym:

Lp – indukcyjność pierwotnego uzwojenia cewki zapłonowej,

Ip – natężenie prądu płynącego przez cewkę zapłonową.

Ze wzoru wynika, że chcąc zwiększyć wielkość energii wyładowania iskrowego, należy albo zwiększyć indukcyjność pierwotnego uzwojenia cewki zapłonowej lub natężenie prądu płynącego przez te uzwojenie. Zwiększenie indukcyjności doprowadza jednak do nadmiernego obniżenia napięcia wtórnego przy większych prędkościach obrotowych, ponieważ zmniejsza się natężenie przerywanego prądu. Najłatwiej jest zwiększyć wartość prądu płynącego przez pierwotne uzwojenie cewki zapłonowej, zmniejszając rezystancję tego uzwojenia.

Na rys. 1 przedstawiono wykresy narastania prądu Ip w pierwotnym uzwojeniu cewki zapłonowej w zależności od indukcyjności i rezystancji tego uzwojenia, dla wybranych typów cewek. Wartości powyższe zostały obliczone z następującego wzoru:

$$I_p = \frac{U_z}{R_p}\left(1 - e^{-\frac{R_p t_z}{L_p}}\right) [A,V,\Omega,H,s] \qquad (2)$$

w którym:

Uz – napięcie zasilania (do obliczeń przyjęto Uz = 12 V),

Rp – rezystancja uzwojenia pierwotnego cewki zapłonowej,

tz – czas zwarcia zestyków przerywacza.

Czas zwarcia zestyków przerywacza można obliczyć ze wzoru:

$$t_z = \frac{1000 \cdot \beta}{3p \cdot n}\left[ms, \frac{obr}{min}\right] \qquad (3)$$

przy czym:

β – kąt zwarcia zestyków przerywacza (w stopniach),

n – prędkość obrotowa silnika,

p – współczynnik zależny od liczby cylindrów:

p = 1 dla silnika 2-cylindrowego

p = 2 dla silnika 4-cylindrowego.

W układach zapłonowych polskich fiatów są stosowane standardowe cewki zapłonowe (nr kat. 4220) o Lp = 9,4 mH i Rp = 3,2 Ω. W Fiacie 126p obecnie są stosowane cewki z dwoma wyprowadzeniami zacisków wtórnego uzwojenia, dwóch odmian: Biazet typ 101 oraz Zelmot nr kat. 4240, o parametrach: Lp = 9 mH i Rp = 1,5 Ω. Stosując do układu zapłonowego te cewki, można za pomocą wykresów z rys. 1 dobrać wartość prądu płynącego przez uzwojenie pierwotne. Załóżmy, że dysponujemy cewką zapłonową Biazet typ 101. Biorąc pod uwagę dopuszczalne parametry techniczne tej cewki, trudne warunki eksploatacji (temperatura w komorze silnika w porze letniej wynosi ok. 70°C) oraz napięty bilans mocy prądnicy „malucha" przy pełnym obciążeniu, prąd w pierwotnym uzwojeniu tej cewki nie powinien przekraczać 5 A. Z wykresu na rys. 1 dla tej cewki wynika, że tą wartość prąd w cewce osiągnie w ciągu 6 ms. Natomiast w cewce standardowej w tym czasie prąd osiągnie natężenie tylko 3,3 A. Z zależności (1) można obliczyć, że energia zgromadzona w tych cewkach wyniesie odpowiednio 78,5 mJ i 38 mJ, czyli w pierwszym przypadku jest dwukrotnie większa. Z zależności (3) wynika, że stała wartość tej energii będzie zachowana do 4300 obr/min przy kącie zwarcia β = 78°. Zwiększając ten kąt można osiągnąć stałą wartość energii wyładowania iskrowego w całym zakresie obrotów silnika Fiata 126p. W tym celu należy zmniejszyć przerwę między zestykami przerywacza do 0,2 mm. Podane parametry układu zapłonowego uzyskuje się stosując tranzystorowy układ zapłonowy ze stabilizacją energii iskry, którego schemat przedstawiono na rys. 2. Jest to układ wzorowany na rozwiązaniach zaczerpniętych z literatury zagranicznej [1] i [2].

Przedstawiony tranzystorowy układ zapłonowy ma w porównaniu z układem klasycznym kilka istotnych zalet.

- Czas wyładowania iskrowego ok. 2,5 ms. Wydłużenie czasu trwania wyładowania iskrowego powoduje zwiększenie mocy silnika, zmniejszenie zużycia paliwa i zmniejszenie toksyczności spalin.
- Energia iskry jest stała i praktycznie nie zależy od prędkości obrotowej silnika ani od zmian napięcia zasilania w granicach od 7...18 V. Zmiana napięcia zasilania o ±50% powoduje zmianę prądu w granicach ±8%. Ułatwia to rozruch silnika, zwłaszcza w niskiej temperaturze (gdy zmniejsza się pojemność akumulatora), a także poprawia pracę silnika przy najmniejszych i największych prędkościach obrotowych.
- Napięcie zapłonu wzrasta z dużą stromością, co zapewnia odporność układu zapłonowego na zanieczyszczenie świec.
- Automatyczne odłączenie układu zapłonowego od źródła zasilania z włączoną stacyjką i nie pracującym silniku.
- Zestyki przerywacza praktycznie nie ulegają wypalaniu, ponieważ przepływa przez nie mały prąd (80...100 mA).

Zasada działania układu elektrycznego przedstawia się następująco.

Przy rozwartych zestykach przerywacza, prąd płynący przez rezystory R1, R2, dio-

Cd. na str. 22

Odbiornik radiofoniczny TARABAN 3 R-510

Taraban 3 R-510 produkowany w ZR Diora w Dzierżoniowie jest odbiornikiem radiofonicznym klasy popularnej, przeznaczonym do odbioru programów nadawanych w zakresach fal długich, średnich, krótkich i UKF. Jest to odbiornik monofoniczny. Jego poprzednie wersje, to: Taraban 2 DMP-602 (1980 r.) oraz Taraban DMP-502 (1978 r.).

Nowa szata zewnętrzna oraz wprowadzone zmiany układu i szeregu elementów powodują, że OR Taraban 3 charakteryzuje się znacznie lepszymi walorami estetycznymi i jakościowymi, niż jego poprzednicy.

Taraban 3 jest przystosowany do współpracy z magnetofonem, gramofonem z przetwornikiem piezoelektrycznym i zewnętrznym głośnikiem.

Schemat odbiornika przedstawiono na str. 16–17.

DANE TECHNICZNE

Zakresy fal:	
– długie	165...285 kHz
– średnie	525...1605 kHz
– krótkie	5,95...9,775 MHz
– UKF	65,5...74,00 MHz
Czułość użytkowa	
– z anteny ferrytowej	
fale długie	<3 mV/m
fale średnie	<2 mV/m
– z anteny zewnętrznej	
fale długie	<200 μV
fale średnie	<180 μV
fale krótkie	<100 μV
UKF	<15μV
Selektancja:	
– tor AM	<26 dB przy f_s = 1 MHz ±9 kHz
– tor FM	<22 dB przy f_s = 69 MHz ±300 kHz
Tłumienie sygnałów lustrzanych:	
– fale długie	> 40 dB dla f_s = 250 kHz
– fale średnie	<36 dB dla f_s = 1 MHz
– fale krótkie	>6 dB dla f_s = 8 MHz
– UKF	>22 dB dla f_s = 69 MHz
Tłumienie modulacji amplitudy w torze FM:	>30 dB
Elektroakustyczna charakterystyka przenoszenia:	
– tor AM	180...3150 Hz
– tor FM	180...9000 Hz
Zakresy regulacji barwy dźwięku:	
– przy f = 10 kHz (soprany)	±6 dB
– przy f = 100 Hz (basy)	±6 dB
Znamionowa moc wyjściowa:	3,5 W przy h<7 % i R = 4 Ω
Pobór mocy z sieci:	ok. 15 VA
Wymiary:	540×197×160 mm
Masa:	ok. 3,1 kg

OPIS UKŁADÓW

Głowica w torze FM składa się ze wzmacniacza w. cz. pracującego z tranzystorem T1 oraz samodrgającego mieszacza z tranzystorem T2. Odbierane sygnały są doprowadzane do emitera tranzystora T1 przez szerokopasmowy filtr L1, zapewniający dopasowanie rezystancji anteny do rezystancji wejściowej wzmacniacza w. cz. Elementy C2 i R1 oraz Dł1 i C9 zapewniają odpowiednie tłumienie sygnałów p. cz. Dioda D1 tłumi obwód wyjściowy wzmacniacza w. cz., gdy sygnał przekroczy określony poziom. Zapobiega więc powstawaniu zniekształceń w obwodach mieszacza. Druga dioda tłumiąca D2 zapobiega z kolei przesterowaniu wzmacniacza p. cz., zrealizowanego z układem scalonym UL1211N, który jest wrażliwy na przesterowania.

Obwód rezonansowy oscylatora w zakresie FM składa się z dwóch sprzężonych ze sobą cewek powietrznych L3 i L4 oraz kondensatorów C15 i C20 (zmienny). Dioda pojemnościowa D5 pracuje w układzie Arcz. Jako napięcie regulacyjne wykorzystano napięcie wyjściowe z detektora FM. Dioda jest polaryzowana stabilizowanym napięciem bazy tranzystora T2. Stabilizowane napięcie doprowadzane z końcówki 12 układu US1 do baz tranzystorów T1, T2 i T4 ustala ich punkty pracy.

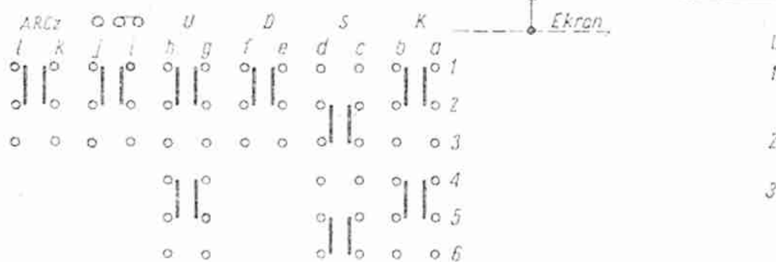
Cewki obwodów wejściowych fal długich (L5) i średnich(L6) są umieszczone na wspólnym pręcie ferrytowym (antena ferrytowa). Cewki L7 tworzą obwód wejściowy fal krótkich. Sprzężenie obwodów wejściowych z mieszaczem jest pojemnościowe dla zakresów fal długich i średnich, a dla krótkich – indukcyjne. Odpowiedni dobór tych dzielników oraz miejsca odczepu w cewce L7 zapewniają dopasowanie rezystancji anteny do rezystancji wejściowej układu pracującego z tranzystorem T3. Cewka L8 i kondensator C31 stanowią eliminator sygnałów p. cz. w torze AM.

Tranzystory T3 i T4 pracują w układzie mieszacza oraz heterodyny, przy czym funkcję mieszacza spełnia układ pracujący tylko z tranzystorem T3. Oscylacje powstają natomiast w układzie t tranzystorami T3 i T4 pracującymi równolegle w układzie ze wspólną bazą. O wielkości napięć oscylacji decyduje sumaryczny prąd emiterów traznystorów T3 i T4. Zmiana punktu pracy jednego z tranzystorów powoduje automatycznie zmianę punktu pracy drugiego tranzystora tak, że sumaryczny prąd emiterów pozostaje w przybliżenie stały. Umożliwia to regulację punktu pracy mieszacza, czyli objęcie go działaniem ARW bez wpływu na wielkość napięcia oscylacji. Zmiany napięcia regulacyjnego ARW są w omawianym odbiorniku małe i zawierają się w granicach 0,2 V. Zapewnia to dobrą współpracę zastosowanego mieszacza ze wzmacniaczem p. cz., pracującym w oparciu o układ scalony UL1211N.

Funkcję wzmacniacza p. cz. AM/FM pełni układ scalony US1, w którym można wyróżnić:

- dwa stopnie wzmocnienia p.cz. AM i FM objęte pętlą działania ARW,
- układ detektora AM pracujący z tranzystorem (zapewnia większe napięcie wyjściowe m. cz. niż detektor diodowy),
- wzmacniacz-ogranicznik p.cz., FM,
- stabilizator napięcia zasilającego wszystkie stopnie pracujące w układzie scalonym.

W torze p.cz. AM zastosowano trzy obwody strojone (F1...F3) i jeden rezonator ceramiczny FC1, przy czym obwody F1 i F2 oraz rezonator tworzą trzyobwodowy filtr pasmowy. W torze p.cz. FM zastosowano natomiast pięć obwodów strojonych F4...F8. Ze względu na znaczną szerokość pasma częstotliwości przenoszonych przez poczczególne stopnie wzmacniacza p. cz. FM, na wejściu układu scalonego zastosowano filtr dolnoprzepustowy, składający się z dławika Dł2 i kondensatora C55, zapewniający wymagane tłumienie napięć o częstotliwości heterodyny, przenikających do tego układu. Sygnały wyjściowe z detektorów są doprowadzane przez segment U przełącznika zakresów do bazy tranzystora T5 pracującegó w przedwzmacniaczu m.cz. Na wyjściu detektora AM znajduje się filtr typu podwójne Π. Pierwszy człon tego filtru zapewnia eliminację resztek sygnału p.cz. a drugi – wymaganą stałą czasu układu ARW. Odfiltrowane napięcie z kondensatora C52, jako napięcie regulacyjne ARW, jest doprowadzane do bazy tran-



Włączony zakres fal średnich

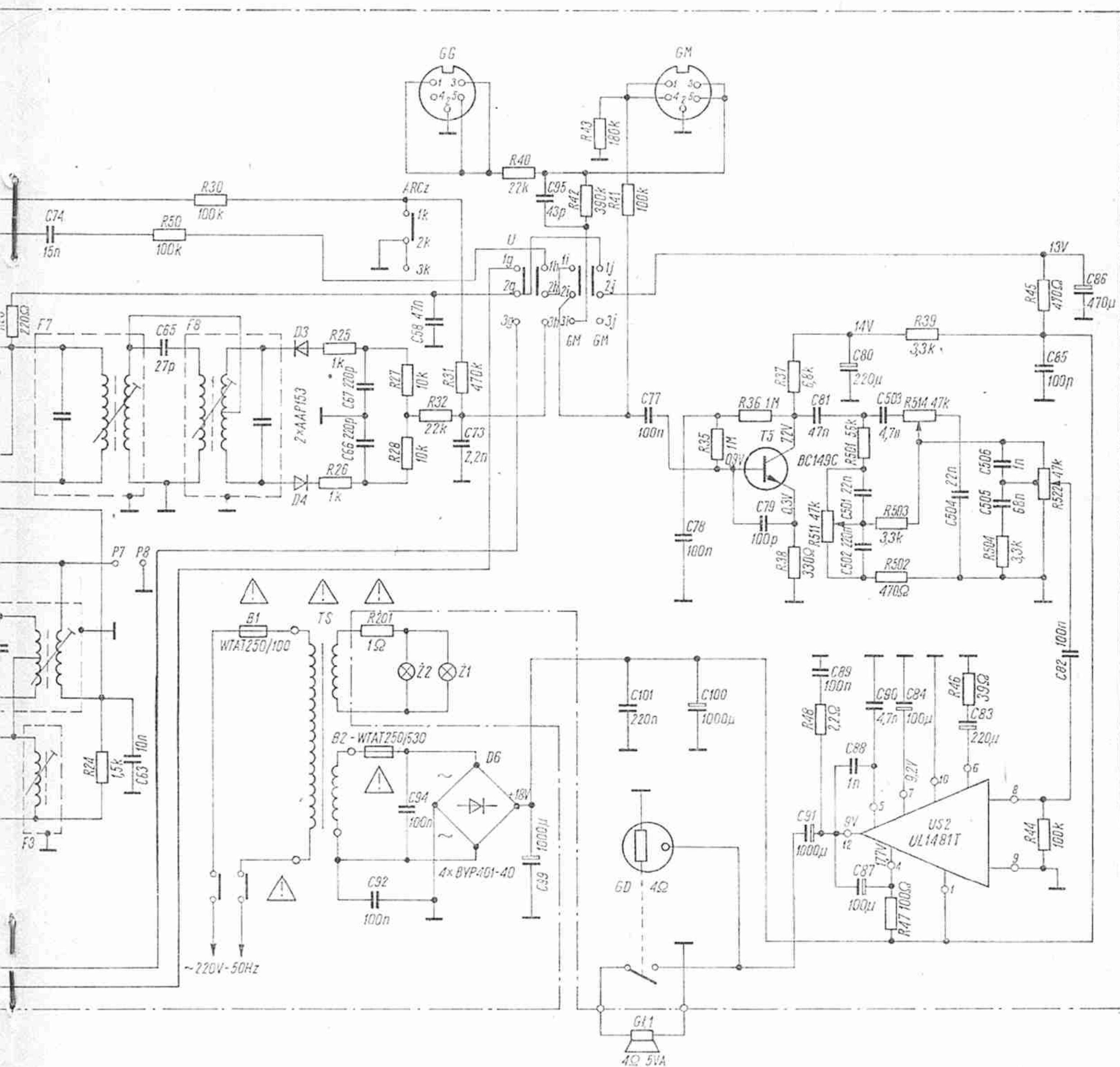
Uwaga:

1 — Pomiary napięć wykonano woltomierzem o rezystancji wewnętrznej 20 kΩ/V względem masy przy braku sygnału na wejściu

2 — Elementy oznaczone ⚠ muszą być zgodne ze specyfikacją w instrukcji serwicowej

3 — Włączony zakres fal średnich

Schemat odbiornika



Pomiary napięć wykonano woltomierzem o rezystancji wewnętrznej 20 kΩ/V, względem masy, przy braku sygnału na wejściu. Elementy oznaczone symbolem trójkąta z wykrzyknikiem muszą być zgodne ze specyfiką w instrukcji serwisowej.

Taraban 3 R-510

zystora T3 (mieszacz) oraz poprzez rezystor R52 i końcówkę 5 układu US1 do pierwszego stopnia wzmacniacza p.cz. Do ustalenia początkowej wartości tego napięcia służy rezystor nastawny R22.

Monolityczny układ scalony UL1481T pełniący funkcję wzmacniacza mocy zawiera stopień wejściowy, układ automatycznego balansu, stopień sterujący i stopień końcowy. O wzmocnieniu i czułości układu decyduje dwójnik złożony z elementów C83 i R46. Rezystor R46 wraz z kondensatorami C88 i C90 decyduje także o górnej częstotliwości przenoszenia wzmacniacza. Ważnym elementem jest także kondensator C87. Stanowi on połączenie „bootstrap", umożliwiające maksymalne wysterowanie tranzystorów końcowych przy dodatnich połówkach sygnału wejściowego.

Między przedwzmacniaczem i wzmacniaczem mocy znajdują się układy regulacji barwy dźwięku oraz siły dźwięku. Do regulacji przenoszonego pasma m.cz. w zakresie najmniejszych częstotliwości służy potencjometr R511 (Basy), a w zakresie największych częstotliwości akustycznych – potencjometr R514 (Soprany). Potencjometr siły dźwięku R522 ma odczep, co zapewnia uwypuklenie tonów niskich i wysokich w początkowym zakresie regulacji siły dźwięku. Jest to korzystne ze względu na fizjologiczne właściwości słuchu.

Odbiornik jest zasilany z sieci przez transformator sieciowy typu TS-15/31. Napięcie zasilające +18 V jest uzyskiwane z prostownika mostkowego zrealizowanego z czterema diodami BYP-401-40.

Do zasilania żarówek sygnalizujących włączenie odbiornika do sieci i oświetlających skalę zastosowano oddzielne uzwojenie w transformatorze sieciowym. *„Zybi"*

Odbiornik telewizyjny VELA T205

Odbiornik telewizyjny VELA T205 produkowany w Warszawskich Zakładach Telewizyjnych jest nowoczesnym przenośnym odbiornikiem monochromatycznym z kineskopem o przekątnej ekranu 31 cm, zasilany z sieci prądu przemiennego 220 V lub z akumulatora samochodowego 12 V. Umożliwia on odbiór programów emitowanych w zakresach VHF (kanały 1...12) i UHF (kanały 21...60).

VELA T205 jest kolejną wersją odbiornika telewizyjnego typu VELA. Jego konstrukcja elektryczna jest oparta na tych samych zespołach jak odbiornika VELA 203. Nowością w konstrukcji odbiornika VELA T205 w stosunku do OT VELA 203, jest:

- nowy, efektowny kształt i wystrój plastyczny,
- czteroklawiszowy zespół załączająco-programujący ZZP 20412M,
- transformator sieciowy o większej mocy typu TS 50/11,
- obrotowy włącznik napięcia zasilania z sieci 220 V,
- potencjometr synchronizacji pionowej P403 i synchronizacji poziomej P404 znajdujące się poza zespołem ZRL203 (w OT VELA 203 oznaczone jako R230 i R208 znajdowały się na płytce zespołu),
- dostępny od zewnątrz odbiornika bezpiecznik sieciowy.

Schemat i opis odbiornika VELA 203, które poza wymienionymi różnicami, w całości są takie same jak dla odbiornika VELA T205, były opublikowane w numerze 4/81 „Re".

„Zybi"

MIECZYSŁAW KRĘCIEJEWSKI

Układy cyfrowe CMOS (3)

ZASTOSOWANIE UKŁADÓW CMOS

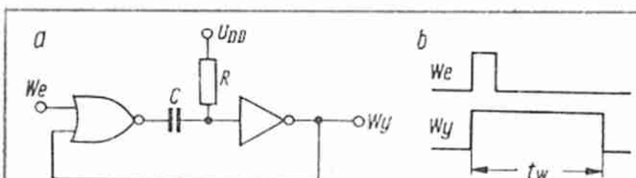
Generatory monostabilne

Praca generatorów monostabilnych, podobnie jak astabilnych, polega na przeładowywaniu obwodu RC. Różnica polega na tym, że proces ten nie jest cykliczny ale jednorazowy, inicjowany impulsem zewnętrznym. Podstawowy układ generatora monostabilnego przedstawiono na rys. 15.

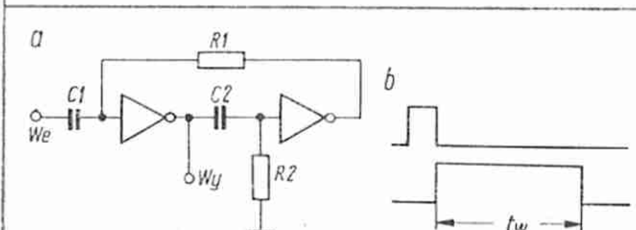
Układ zaczyna działać, gdy na wejściu napięcie zmieni się z niskiego na wysokie. Na wyjściu bramki NOR pojawia się wówczas niski poziom napięcia, który zostanie doprowadzony przez kondensator do wejścia inwertera. Wyjście inwertera przyjmie w związku z tym wysoki poziom napięcia, który będzie trwał tak długo, dopóki kondensator nie naładuje się (przez rezystor R) do napięcia progowego inwertera. Wówczas nastąpi zakończenie impulsu wyjściowego. Impuls wyjściowy jest doprowadzany do wyjścia bramki NOR eliminując w ten sposób zakłócenia pracy generatora przez zmiany napięcia na wejściu wyzwalającym. Czas trwania t_w impulsu wyjściowego jest w przybliżeniu równy: $t_w \cong 0{,}7\ RC$.

Ze względu na rozrzuty charakterystyk przejściowych tolerancja czasu t_w może być rzędu ±50%. Dokładność ustalenia czasu t_w można poprawić w układzie przedstawionym na rys. 16.

W układzie należy zastosować jednakowe stałe czasu R1C1 = R2C2. Wówczas czas trwania impulsu wyjściowego



Rys. 15. Podstawowy układ generatora monostabilnego
a – schemat; b – przebiegi



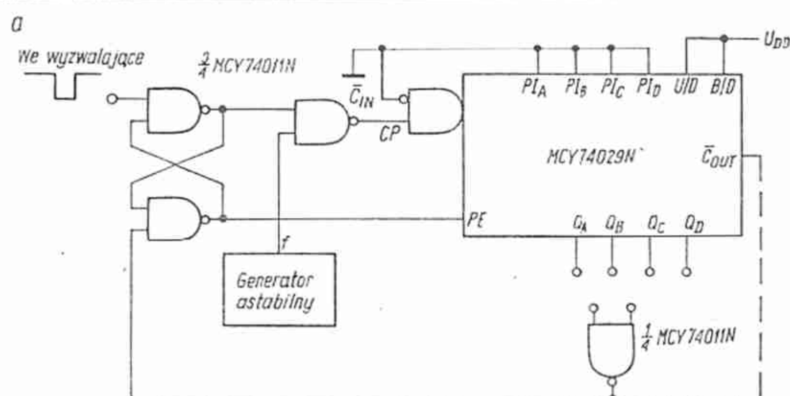
Rys. 16. Ulepszona wersja generatora monostabilnego
a – schemat; b – przebiegi

$t_w = 1{,}4\ R1C1$, natomiast jego tolerancja zależy od różnicy charakterystyk przejściowych obu inwerterów. Dlatego też należy stosować bramki z tego samego układu scalonego. Można wówczas uzyskać ponad dziesięciokrotną poprawę dokładności t_w w stosunku do układu poprzedniego. Warunkiem poprawnej pracy jest, aby niski poziom napięcia na wyjściu trwał dłużej od impulsu wyjściowego.

W przypadkach, gdy wymagane są impulsy o długich i precyzyjnie ustalanych czasach trwania t_w, można zastosować układ przedstawiony na rys. 17. Jego zasada działania jest następująca. Wejściowy impuls wyzwalający ustawia przerzutnik RS tak, aby impulsy z generatora astabilnego były doprowadzane do licznika. Licznik wraz z bramką NAND dołączoną do jego wyjść, pełni funkcję dzielnika częstotliwości. Stopień podziału N zależy przy tym od tego, do których wyjść są przyłączone wejścia bramki NAND (można również wykorzystywać wyjście przeniesienia). Gdy licznik zliczy N impulsów, następuje kasowanie przerzutnika RS i tym samym zakończenie impulsu wyjściowego. Jeżeli częstotliwość generatora astabilnego wynosi f, a stopień podziału N, to czas trwania impulsu wyjściowego jest równy

$$t_w = \frac{N}{f}$$

Warunkiem poprawnej pracy jest, aby impuls wyzwalający był krótszy od impulsu wyjściowego. W przypadkach, gdy jest to niewygodne, można stosować układ wg schematu z rys. 18. Układ rozpocznie generację impulsu wyjściowego w momencie zmiany poziomu sygnału wyzwalającego z niskiego na wysoki. Impuls wyjściowy zostaje zakończony, a licznik wyzerowany natychmiast, gdy tylko sygnał

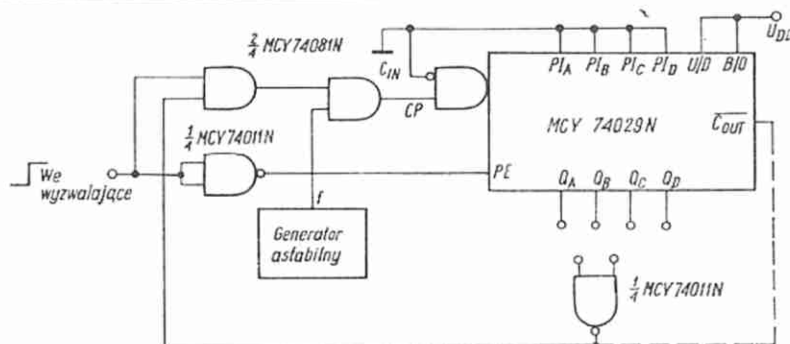


b

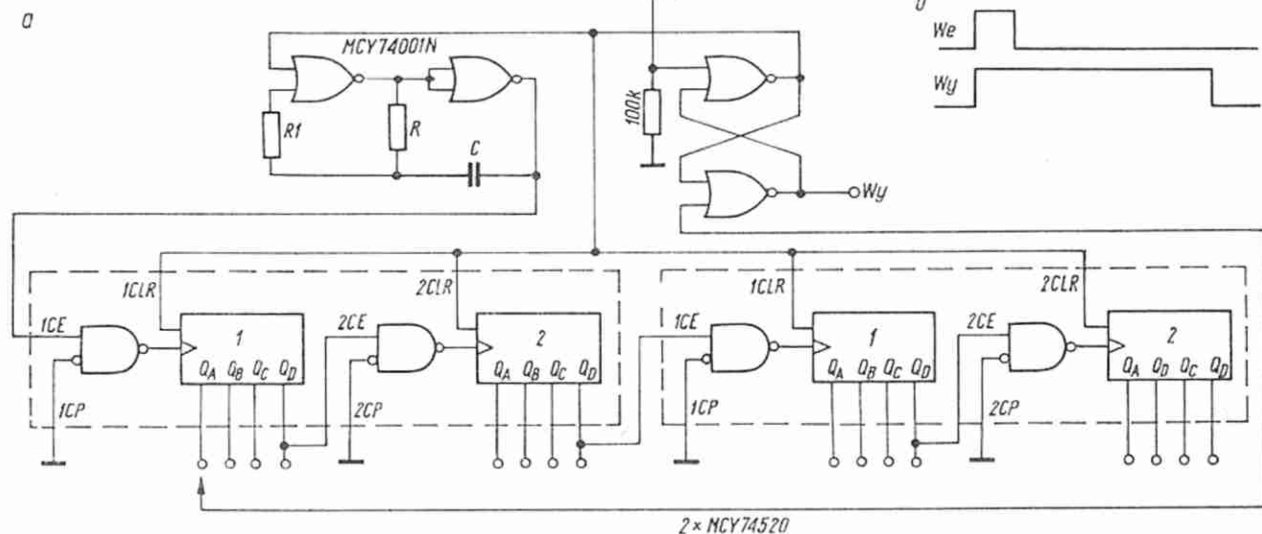
PE	B/D	U/D	$\bar{C}_{IN}$	CP	Funkcja
1	×	×	×	×	Wpisywanie równoległe PI→Q
0	×	×	1	×	Bez zmian
0	0	0	0	↑	Odejmowanie, kod BCD
0	0	1	0	↑	Dodawanie, kod BCD
0	1	0	0	↑	Odejmowanie, kod binarny
0	1	1	0	↑	Dodawanie, kod binarny

$\bar{C}_{OUT}$ - wyjście przeniesienia

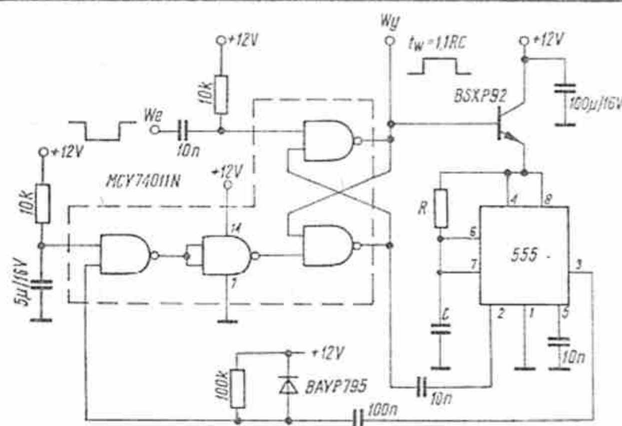
Rys. 17. Schemat generatora monostabilnego wyzwalanego poziomem
a – schemat; b – tablica działania układu MCY74029N



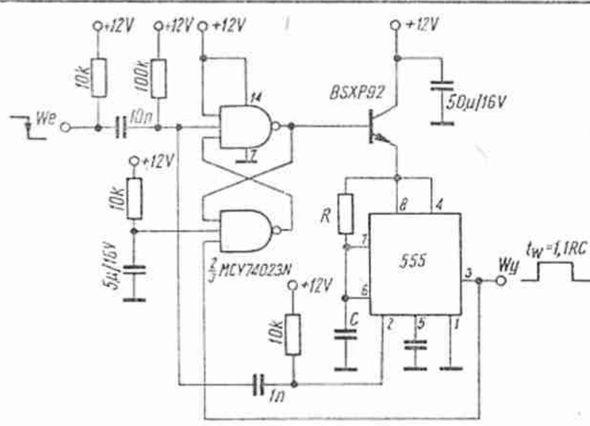
Rys. 18 Schemat generatora monostabilnego wyzwalanego zboczem



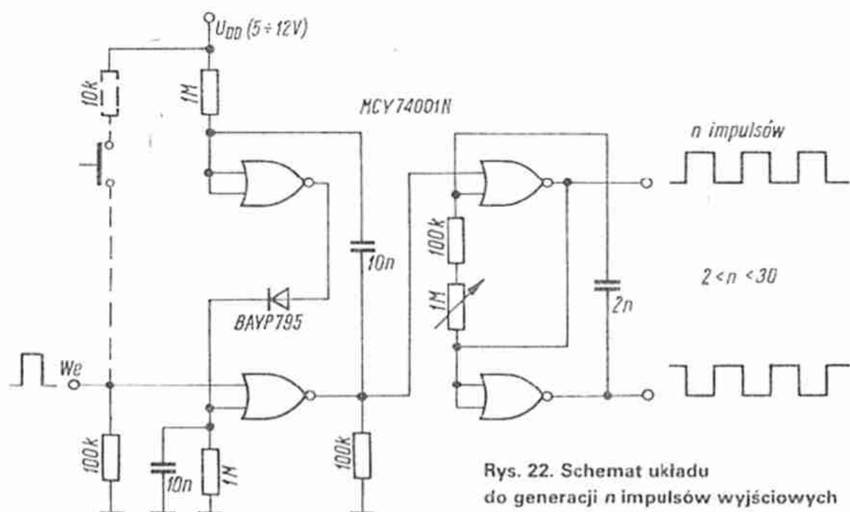
Rys. 19. Schemat generatora monostabilnego dla czasów od mikrosekund do godzin
a – schemat; b – przebiegi (rozkład wyprowadzeń i tablica działania układu MCY74520N są takie same, jak dla MCY4518N, por. rys. 10)



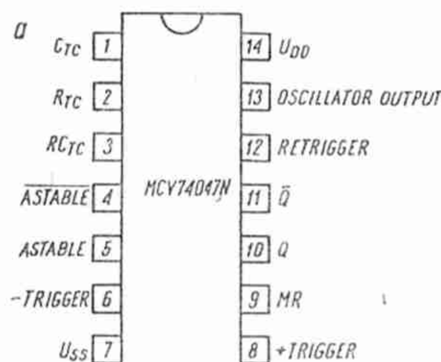
Rys. 20. Schemat generatora monostabilnego z układem 555 (I wersja)

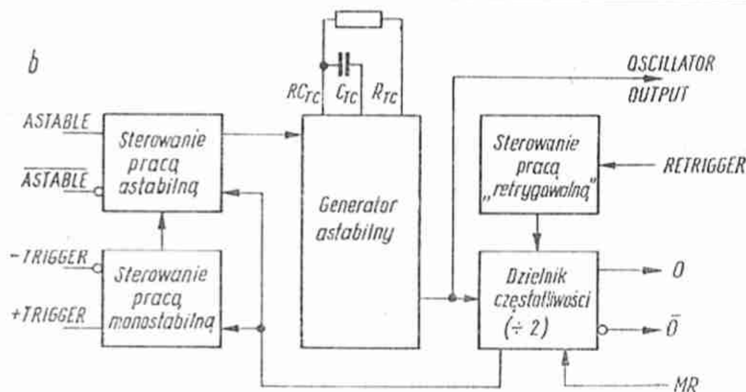


Rys. 21. Schemat generatora monostabilnego z układem 555 (II wersja)



Rys. 22. Schemat układu do generacji *n* impulsów wyjściowych





Rys. 23. Schemat układu scalonego MYC74047N a – rozkład wyprowadzeń; b – struktura logiczna

wejściowy przyjmie poziom niski przed zliczeniem N impulsów. W przeciwnym wypadku, gdy sygnał wyzwalający jest utrzymywany na poziomie wysokim, czas trwania impulsu wyjściowego jest określony tak samo, jak w układzie poprzednim:

$$t_w = \frac{N}{f}$$

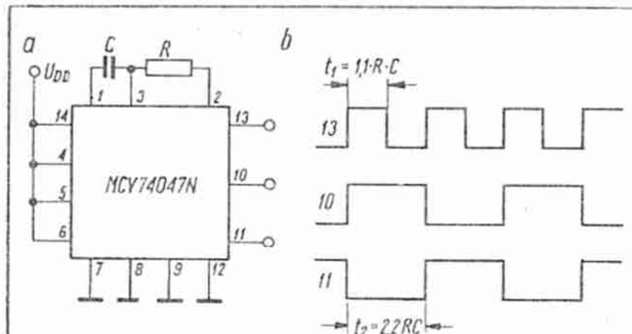
Ideę zastosowania licznika do ustalenia czasu trwania impulsu wyjściowego realizuje również układ monostabilny przedstawiony na rys. 19. Konfiguracja układu niewiele różni się od dwóch poprzednich. Zastosowanie 16-bitowego licznika zawierającego dwa układy MCY74520N umożliwia uzyskanie czasu trwania impulsu wyjściowego od mikrosekund do godzin. Impuls wyzwalający inicjuje generację impulsu wyjściowego ustawiając przerzutnik RS. Czas trwania impulsu wyjściowego określa częstotliwość generatora astabilnego oraz wybrany stosunek podziału. Stosunek podziału zależy od tego, z którego wyjścia licznika jest kasowany przerzutnik RS.

Współpraca układów CMOS z układem czasowym 555 umożliwia zrealizowanie generatora monostabilnego o małym poborze mocy (rys. 20). Układ jest przeznaczony do zasilania bateryjnego zachowując przy tym wszystkie zalety układu 555.

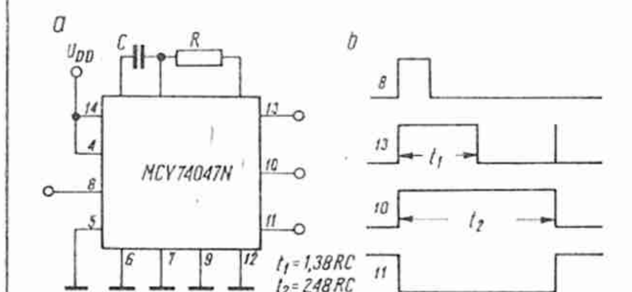
Długość generowanego impulsu wynosi t_w = 1,1 RC. W czasie generowania impulsu wyjściowego pobór prądu wynosi 4,5 mA, natomiat w stanie spoczynku jest mniejszy od 50 µA. Podobny układ przedstawiony jest na rys. 21.

W stanie spoczynkowym układ pobiera ok. 1 µA, a w czasie generacji impulsu wyjściowego (t_w = 1,1 RC) ok. 6 mA. Ujemne zbocze sygnału wyzwalającego ustawia przerzutnik RS, co z kolei powoduje nasycenie tranzystora i przyłączenie zasilania do układu 555. Jednocześnie przez kondensator C2 impuls wyzwalający inicjuje pracę układu 555. Przerzutnik RS jest kasowany opadającym zboczem impulsu wyjściowego.

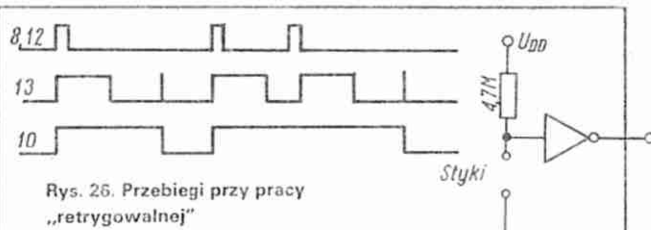
Na rys. 22 przedstawiono układ generujący *n* komplementarnych impulsów wyjściowych po włączeniu impulsu wyzwalającego. Liczbę *n* można dobrać z przedziału od 2 do 30,



Rys. 24. Zastosowanie układu MCY74047N jako generatora astabilnego a – schemat; b – przebiegi

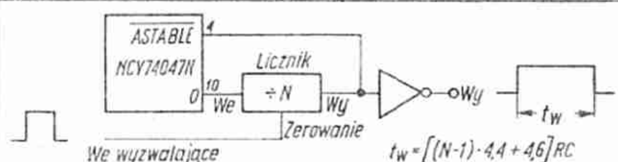


Rys. 25. Układ scalony MCY74047N jako generator monostabilny a – schemat; b – przebiegi



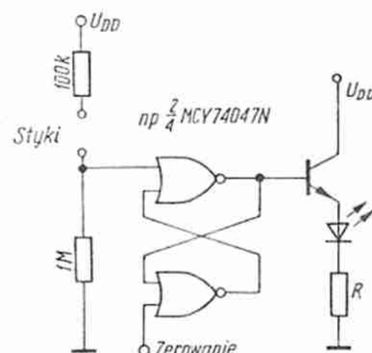
Rys. 26. Przebiegi przy pracy „retrygowalnej"

Rys. 28. Schemat prostego przełącznika dotykowego



Rys. 27. Wydłużanie czasu trwania impulsu z układu MCY74047N

Rys. 29. Schemat przełącznika dotykowego z sygnalizacją zadziałania



zmieniając częstotliwość generatora astabilnego (potencjometr 1 MΩ). Układ może współpracować z zestykami (wyzwalanie ręczne). W tym celu należy zrealizować połączenie przedstawione na rysunku linią przerywaną.

Generator astabilny/monostabilny z układem scalonym MCX74047N

Układ scalony MCY74047N zawiera bramkowany multiwibrator astabilny wraz u układami logicznymi, umożliwiającymi pracę układu jako generatora monostabilnego wyzwalanego zboczem dodatnim lub ujemnym (rys. 23). Do poprawnej pracy i to w trybie zarówno astabilnym jak i monostabilnym, wymagane są dwa elementy: kondensator dołączony do końcówek C_{TC} i RC_{TC} oraz rezystor dołączony do R_{TC} i RC_{TC}.

Układ pracuje jako generator astabilny, gdy do wejścia – ASTABLE jest przyłączony wysoki poziom logiczny lub do wejścia $\overline{ASTABLE}$ niski poziom logiczny (rys. 24). Oba te wejścia mogą być wykorzystywane jako wejścia bramkujące pracę generatora. Układ ma trzy wyjścia: OSCILLATOR OUTPUT, O i $\overline{O}$. Częstotliwość na wyjściu OSCILLATOR OUTPUT, jest dwa razy większa niż na wyjściach komplementarnych O i $\overline{O}$, lecz współczynnik wypełnienia może być różny od 50 %. W układzie monostabilnym (rys. 25) wejście ASTABLE musi być w stanie niskim, a wejście astable w stanie wysokim.

Generator może być wyzwalany dodatnim zboczem, doprowadzanym do wejścia +TRIGGER. Na wejściu –TRIGGER musi być w tym czasie niski poziom napięcia. Generator może też być wyzwalany ujemnym zboczem przyłączanym do wejścia –TRIGGER. Do wejścia +TRIGGER musi być wówczas włączony wysoki poziom napięcia. W przypadku pracy monostabilnej układ może być „retrygowalny" (możliwość przedłużenia czasu trwania impulsu wyjściowego por. UCY74123N) przez jednoczesne wysterowanie zboczem dodatnim wejść RETRIGGER i +TRIGGER (rys. 26).

Producent nie podaje żadnych warunków dotyczących wartości elementów RC, jednak ze względów praktycznych (prądy upływu, pojemności rozproszenia itd.) zaleca się stosować wartości elementów z przedziału: C>100 pF do dowolnej wartości z wyjątkiem kondensatorów elektrolitycznych 10 kΩ<R<1 MΩ. Wynika z tego, że praktycznie czas trwania impulsu generowanego w trybie monostabilnym jest ograniczony do kilku sekund. Czas ten można przedłużyć przez dołączenie dodatkowego licznika (dzielnika częstotliwości). Przykładowy układ jest przedstawiony na rys. 27.

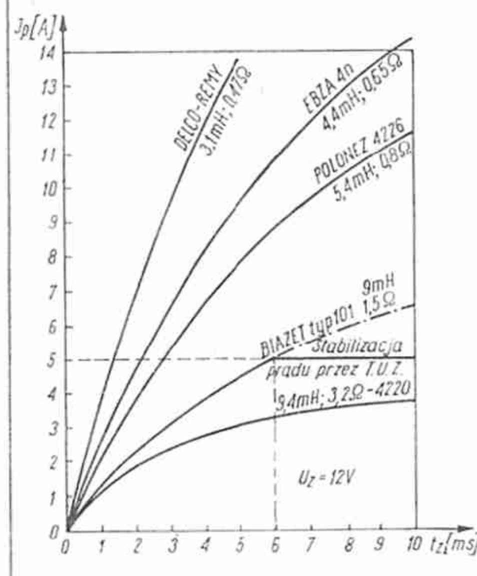
Przełączniki dotykowe

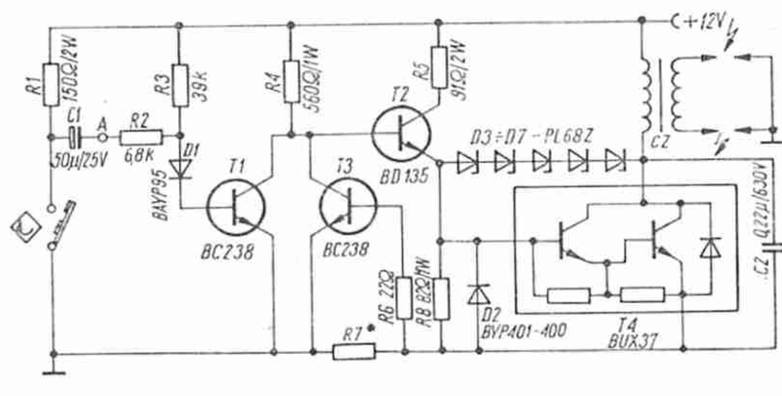
Ze względu na swoją dużą rezystancję wejściową układy CMOS umożliwiają zbudowanie w prosty sposób przełączników dotykowych. Przykładowy schemat układu jest przedstawiony na rys. 28. Kontakt stanowią dwie przewodzące elektrody rozdzielone cienkim obszarem dielektryka (2...5 mm). Jednoczesne dotknięcie palcem obu elektrod jest równoważne włączeniu między wejście bramki i masę rezystancji skóry, znacznie mniejszej od wartości rezystora R. Następuje więc dołączenie do wejścia bramki niskiego poziomu napięcia; na wyjściu pojawia się poziom wysoki.

Innym możliwym układem przełącznika dotykowego jest schemat przedstawiony na rys. 29. Zastosowano tu przerzutnik RS zabezpieczający przed serią impulsów na wyjściu, które mogą powstać przy kilkakrotnym dotknięciu styków (analogia do drgań zestyków przełącznika mechanicznego). Przed kolejnym zadziałaniem przerzutnik powinien być wyzerowany. Dla sygnalizacji zadziałania przełącznika dotykowego w przedstawionym układzie zastosowano diodę świecącą LED sterowaną przez tranzystor w połączeniu wtórnika emiterowego. Tranzystor powinien mieć duży współczynnik wzmocnienia prądowego, aby zbytnio nie obciążać bramek CMOS. Możliwe jest również zrealizowanie przełącznika dotykowego przez bezpośrednie sterowanie „palcem" wejść zegarowych przerzutników.

(Dc. w następnym numerze)

Tranzystorowy układ zapłonowy – cd. ze str. 14





Rys. 2. Schemat układu zapłonowego

Rys. 1. Charakterystyka czasu narastania napięcia w cewkach zapłonowych różnych typów

dę D1 oraz złącze baza-emiter tranzystora T1, ładuje kondensator C1 do napięcia jakie ma źródło zasilania. Tranzystor przewodzi, a na jego kolektorze występuje niewielkie napięcie charakterystyczne dla stanu nasycenia. Pozostałe tranzystory nie przewodzą. Prąd przez pierwotne uzwojenie cewki zapłonowej nie płynie. W chwili zwarcia zestyków przerywacza dodatnia końcówka kondensatora C1 zostaje zwarta do masy, co powoduje, że druga jego elektroda ma przez pewien krótki czas napięcie ujemne względem masy. Napięcie to powoduje zatkanie tranzystora T1, pojawienie się na jego kolektorze napięcia o wartości równej napięciu zasilania, a w konsekwencji przewodzenie tranzystorów T2 i T4. Przez pierwotne uzwojenie cewki zaczyna płynąć prąd. Prędkość narastania tego prądu jest uzależniona od parametrów zastosowanej cewki zapłonowej (rys. 1).

Na rezystorze R7 powstaje spadek napięcia, którego wartość jest zależna od natężenia prądu przepływającego przez cewkę. Gdy prąd ten osiągnie zadaną wielkość, w danym przypadku 5 A, na rezystorze R7 wystąpi napięcie równe 0,7 V. Dalszy wzrost prądu ponad 5 A, powoduje przewodzenie tranzystora T3, którego rezystancja kolektor-emiter będzie się zmniejszać, bocznikując tranzystor T1. Napięcie na kolektorze tego tranzystora zmniejszy się, co w konsekwencji powoduje zmniejszenie napięcia sterującego tranzystor mocy T4 i prąd w uzwojeniu pierwotnym cewki zapłonowej nie będzie już wzrastać. Tranzystor mocy pełni teraz funkcję zmiennego rezystora, ograniczając wzrost prądu cewki do ok. 5 A. W chwili rozwarcia zestyków przerywacza, kondensator C1 ponownie zacznie się ładować do napięcia bliskiego napięciu zasilania. Tranzystor T1 przechodzi w stan nasycenia, a tranzystory T2 i T4 zostaną zatkane. Zanik prądu w uzwojeniu pierwotnym cewki zapłonowej powoduje pojawienie się wysokiego napięcia w jej uzwojeniu wtórnym, doprowadzonego do świecy zapłonowej. Czas trwania wyładowania iskrowego między elektrodami świecy zapłonowej zależy od energii zmagazynowanej w polu magnetycznym cewki zapłonowej. Wielkość prądu płynącego przez pierwotne uzwojenie cewki, a tym samym wielkość tej energii, można regulować zmieniając wartości rezystora R7.

Wartość tego rezystora oblicza się z zależności:

$$R7 = \frac{U_{BET3}}{Ip} = \frac{0{,}7\ V}{5\ A} = 0{,}14\ \Omega \qquad (4)$$

Diody Zenera D3...D7 zabezpieczają tranzystor mocy przed zbyt wysokim potencjałem, który może się pojawić na kolektorze powodując uszkodzenie tranzystora. Indukcyjność cewki zapłonowej powoduje, że na kolektorze w chwili zatkania tranzystora T4 wystąpi impuls o napięciu 320 V. Diody Zenera zaczną wtedy przewodzić, a prąd przez nie płynący spowoduje otwarcie tranzystora mocy, ograniczając w ten sposób wartość napięcia występującego na kolektorze.

Jeżeli zapomni się wyłączyć zapłon, a silnik nie pracuje, nastąpi samoczynne odłączenie układu od źródła zasilania. Przy rozwartych zestykach przerywacza kondensator C1 naładowany do napięcia zasilania, będzie utrzymywał tranzystor T1 w stanie nasycenia, a pozostałe tranzystory będą zablokowane. Przy zwartych zestykach przerywacza, po rozładowaniu się kondensatora C1, tranzystor ten ze stanu zablokowania przejdzie w stan nasycenia wskutek prądu polaryzującego, który płynie od plusa zasilania przez rezystor R3 do bazy tego tranzystora. Nie grozi więc spalenie cewki zapłonowej i akumulator nie będzie niepotrzebnie rozładowywany.

Warunkiem prawidłowej pracy opisanego układu zapłonowego już od napięcia 7 V jest zastosowanie odpowiedniej cewki zapłonowej o możliwie małej rezystancji uzwojenia pierwotnego. Rezystancję tę można obliczyć ze wzoru:

$$Rp \leqslant \frac{7 - U_{CEsat} - U_{R7}}{Ip} \leqslant \frac{7 - 2 - 0{,}7}{5} \leqslant 0{,}86\ \Omega \qquad (5)$$

w którym:

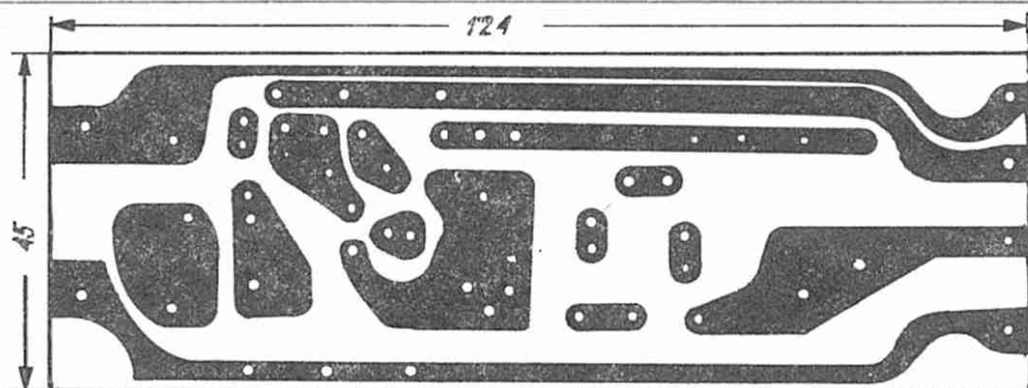
U_{CEsat} – napięcie nasycenia tranzystora mocy (np. dla tranzystora BUX 37 wynosi max 2 V),

UR7 – spadek napięcia na rezystorze R7 (0,7 V),

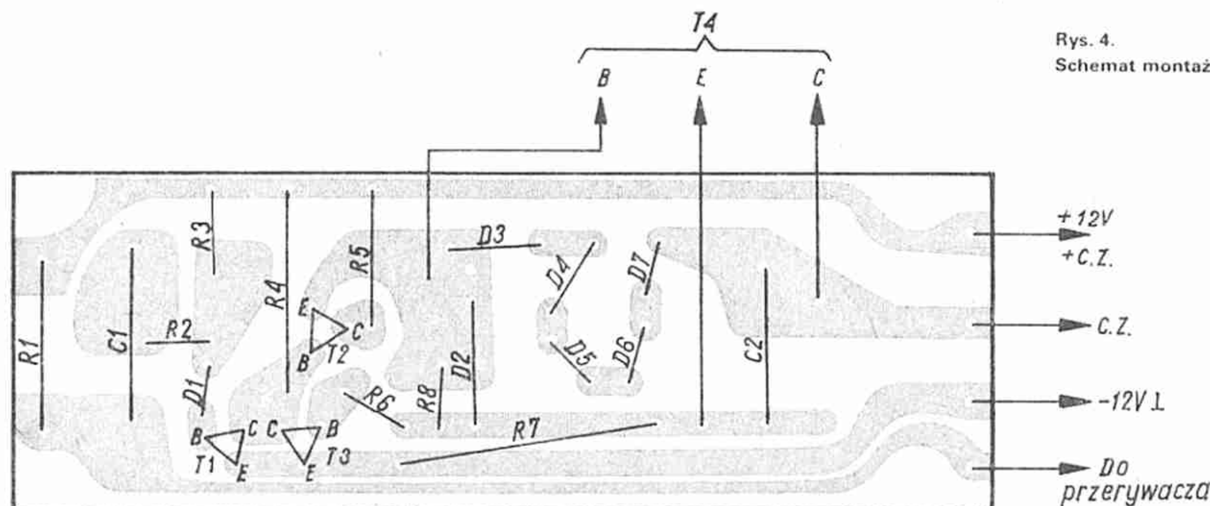
Ip – maksymalna wartość prądu płynącego przez pierwotne uzwojenie cewki zapłonowej (5 A).

W układzie modelowym wykorzystałem diody Zenera typu PL82Z kupione w „Bomisie". Zestawienie w szereg 5 szt. tych diod umożliwiło otrzymanie napięcia Zenera 340 V. Oczywiście, jeżeli zastosuje się diody Zenera innego typu, ich liczba może być inna. W stopniu mocy (tranzystor T4) mogą pracować inne tranzystory dużej mocy, które charakteryzują się wysokimi dopuszczalnymi napięciami wstecznymi – powyżej 400 V oraz niskim napięciem nasycenia $U_{CEsat} \leqslant 1{,}5$ V. Współczynnik wzmocnienia prądowego powinien wynosić przynajmniej 18, wówczas układ zapłonowy będzie poprawnie pracował już od napięcia zasilania 7 V.

Tranzystor mocy umieszcza się na radiatorze, ponieważ przy obrotach biegu jałowego silnika 4-cylindrowego wydziela się moc 20 W. Moc ta w miarę zwiększenia obrotów silnika zmniejsza się i np. przy 3000 obr/min wynosi tylko 9 W. Tranzystor T2 również należy przymocować do niewielkiego radiatora z blachy aluminiowej.



Rys. 3. Szkic płytki z połączeniami drukowanymi



Rys. 4. Schemat montażowy

Na rys. 3 przedstawiono wygląd płytki drukowanej, a na rys. 4 schemat montażowy. Rozmieszczenie elementów będzie zależne od rozmiarów użytych podzespołów. W czasie montowania płytki należy zwrócić szczególną uwagę na staranne wlutowanie końcówek. Wyprowadzenia powinny być krótkie, ponieważ zbyt długie przewody będą drgały podczas jazdy, co może być przyczyną uszkodzenia układu. Po wlutowaniu wszystkich elementów zaleca się dodatkowe pokrycie cyną wszystkich ścieżek przewodzących (uważając jednak, żeby nie przegrzać elementów), a szczególnie ścieżek w obwodzie tranzystora T4, które będą przewodzić prąd 5 A.

Płytkę drukowaną połączono z „grzebieniowym" radiatorem tranzystora T4. Między płytką i radiatorem umieszczono 4 kołki dystansowe (⌀ 8×24) wykonane z materiału izolacyjnego. W kołki wkręcono z obu stron wkręty mocujące płytkę i radiator. Jako radiatora można także użyć blachy aluminiowej o grubości 2...3 mm.

Po skontrolowaniu prawidłowości montażu dobiera się rezystor R7 o takiej wartości, aby prąd pobierany przez układ wynosił 5 A. W celu pomiaru tego prądu należy zewrzeć do masy punkt A (rys. 2). Czułość układu reguluje się zmieniając rezystor R6 (np. w razie wzbudzania się układu).

W samochodzie Polski Fiat 126p urządzenie zostało przymocowane dwoma wkrętami do spodu prawej wewnętrznej plastykowej osłony wlotu powietrza, bezpośrednio nad cewką zapłonową. W ten sposób zapewniono dobre chłodzenie układu elektronicznego oraz całkowite jego odizolowanie od części metalowych. Przez otwór przelotowy ⌀ 10 mm, wykonany w spodniej części plastykowej osłony, przeciągnięto 4 różnobarwne przewody o przekroju 1 mm^2 w izolacji. Przewody te łączą układ ze źródłem zasilania, cewką i przerywaczem. Urządzenie zapłonowe prawidłowo wykonane ze sprawdzonych elementów, powinno działać od razu. Przerwę między elektrodami świecy można zwiększyć do 1 mm. Kondensator bocznikujący przerywacz w układzie standardowym należy usunąć. Ustawienie kąta wyprzedzenia zapłonu wykonuje się za pomocą lampy stroboskopowej lub żarówki kontrolnej. Jeśli wykorzystuje się żarówkę kontrolną, układ należy odłączyć od przerywacza.

W eksploatowanym przeze mnie Polskim Fiacie 126p 650, po zainstalowaniu opisanego układu zapłonowego, stwierdziłem polepszenie własności dynamicznych pojazdu: lepsze przyspieszenie, zwiększenie elastyczności silnika – szczególnie na czwartym biegu, łatwiejszy rozruch, równomierną pracę silnika przy obrotach biegu jałowego oraz większą stabilność nastawionego kąta wyprzedzenia zapłonu. Powoduje to oszczędność paliwa. Należy dodać, że w samochodzie wykonałem wiele usprawnień w układzie dolotowym silnika wg wskazówek naukowców z WAT-u. W rezultacie silnik jest zasilany uboższą mieszanką paliwową niż silnik standardowy. Średnie zużycie paliwa na trasie wynosi ok. 4,3...4,5 l/100 km.

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH ELEMENTÓW

T r a n z y s t o r y

T4 – BUX37, BU323, BU323A

D i o d y

D1 – BAYP95 albo dowolna dioda germanowa lub krzemowa małej mocy,

D2 – BYP401 100...400 V

D3...D7 – PL82Z lub BZYP01C150...BZYP01C200 max wartość napięcia Zenera 380 V.

R e z y s t o r y

Jeżeli moc nie jest podana na schemacie, mają obciążalność 0,125 W.

L I T E R A T U R A

[1] Elektronické zapalowani. „Amatérske Radio", nr 5/1979

[2] Elektronická zapalováni řady ETZ. „Sdělovaci technika" nr 4/1977

[3] Stabilność zapłonu samochodowych silników gaźnikowych, „Technika Motoryzacyjna" nr 9/1980

[4] Krajowy zapłon bezstykowy do samochodów FSO. „AUTO-Technika Motoryzacyjna" nr 8/1984.

[5] Tranzystorowe urządzenie zapłonowe do silnika samochodowego. „Radioelektronik" nr 5/1979

Dane techniczne elementów półprzewodnikowych produkowanych w CEMI (19)

ANALOGICZNE UKŁADY SCALONE

mgr inż. CEZARY SZELERSKI

UL1970N

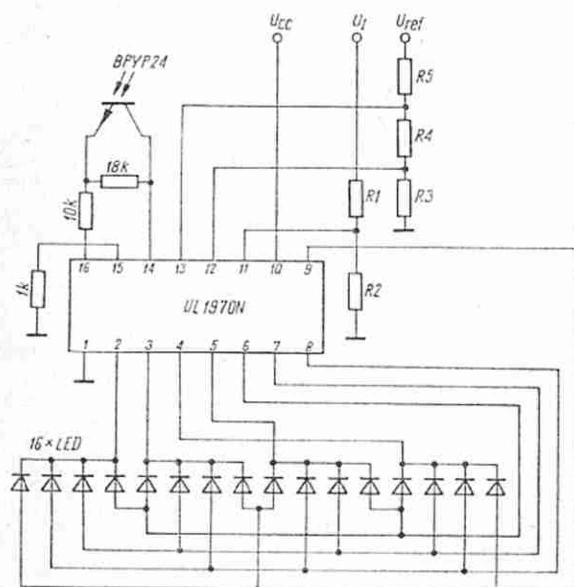
Układ sterowania skalą diodową świecącą punktowo

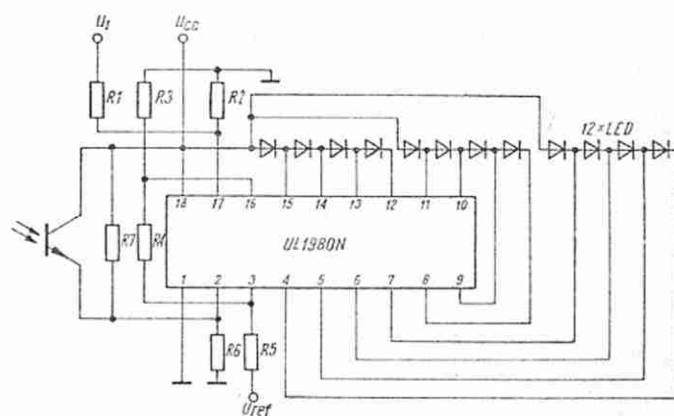
Obudowa: CE 71 (MP 117)

Napięcie zasilania	U_{CC}	11...18	V
Wejściowe napięcie sterujące	U_{11}	≤ 6	V
Moc strat	P_{tot}	≤ 0,6	W
Maksymalne napięcie odniesienia	$U_{ref\ max}$	1,4...6,0	V
Minimalne napięcie odniesienia	$U_{ref\ min}$	0...4,6	V
Zakres zmian napięcia odniesienia			
do płynnej zmiany diody świecącej	ΔU_{ref}	≥ 1,4	V
do skokowej zmiany diody świecącej	ΔU_{ref}	≥ 4,0	V
Prąd wyjścia sterującego	I_0	≤ 50	mA

Funkcje wyprowadzeń

1 – masa
2 – wyjście sterowania katod
3 – wyjście sterowania katod
4 – wyjście sterowania katod
5 – wyjście sterowania katod
6 – wyjście sterowania anod
7 – wyjście sterowania anod
8 – wyjście sterowania anod
9 – wyjście sterowania anod
10 – zasilanie
11 – wejście napięcia sterującego
12 – minimalne napięcie odniesienia
13 – maksymalne napięcie odniesienia
14 – wyjście napięcia stabilizowanego
15 – regulacja prądu diod
16 – regulacja prądu diod





UL1980N

Układ sterowania skalą diodową świecącą wielopunktowo (linijka świetlna)

Obudowa: CE 81

Napięcie zasilania	U_{CC}	10...18	V
Wejściowe napięcie sterujące	U_{17}	≤ 6	V
Napięcie odniesienia	U_{ref}	≤ 6	V
Zakres zmian napięcia odniesienia			
do płynnego włączenia diody świecącej	ΔU_{ref}	≥ 1	V
do skokowego włączenia diody świecącej	ΔU_{ref}	≥ 4	V
Prąd wyjścia sterującego diodą	I_0	10	mA

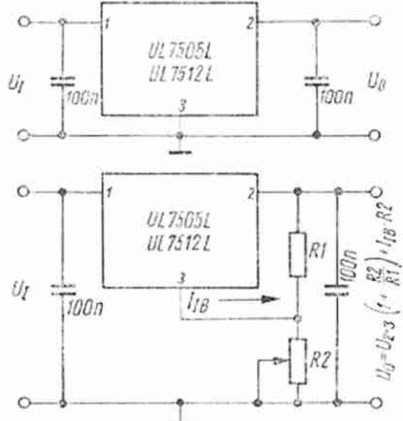
Funkcje wyprowadzeń

1 – masa
2 – regulacja prądu diod
3 – maksymalne napięcie odniesienia
4 – wyjście sterowania 12 diody
5 – wyjście sterowania 11 diody
6 – wyjście sterowania 10 diody
7 – wyjście sterowania 9 diody
8 – wyjście sterowania 8 diody
9 – wyjście sterowania 7 diody
10 – wyjście sterowania 6 diody
11 – wyjście sterowania 5 diody
12 – wyjście sterowania 4 diody
13 – wyjście sterowania 3 diody
14 – wyjście sterowania 2 diody
15 – wyjście sterowania 1 diody
16 – minimalne napięcie odniesienia
17 – wejście napięcia sterującego
18 – zasilanie

UL7505L UL7512L

Stabilizatory napięcia dodatniego. Obudowa: CE 20(TO 3)

Napięcie wejściowe	U_I	≤ 35	V
Moc strat bez radiatora	P_d	≤ 2,5	W
Moc strat z radiatorem 10°C/W	P_d	≤ 5,8	W
Stabilizowane napięcie wyjściowe			
dla UL 7505L	U_{OZ}	4,75...5,25	V
dla UL 7512L	U_{OZ}	11,4...12,6	V
Prąd obciążenia	I_O	≤ 1	A
Zmiana napięcia stabilizowanego			
– w funkcji zmian prądu obciążenia		≤ 2	%
– w funkcji zmian napięcia wejściowego		≤ 2	%
Wejściowy prąd polaryzacji	I_{IB}	≤ 10	mA
Tłumienie tętnień zasilania	SVR	60	dB

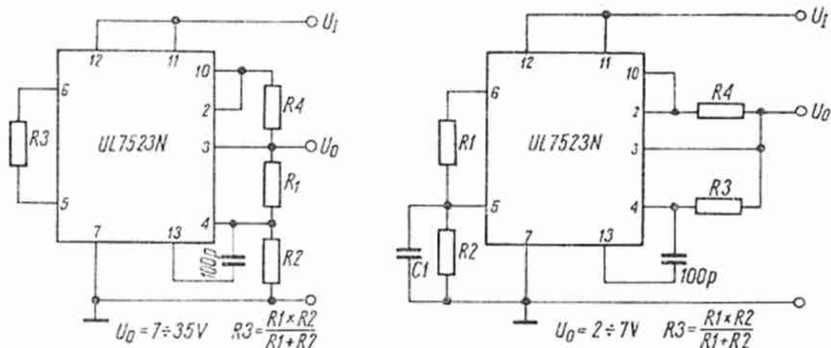


Funkcje wyprowadzeń
1 – wejście
2 – wyjście
3 – masa (obudowa)

UL7523N

Stabilizator napięcia. Obudowa: CE 70(TO 116)

Napięcie wejściowe	U_I	9,5...40	V
Moc strat	P_d	≤ 700	mW
Stabilizowane napięcie wyjściowe	U_{OZ}	2...37	V
Napięcie odniesienia	U_{ref}	6,8...7,5	V
Wyjściowy prąd zwarcia	I_{OS}	65	mA

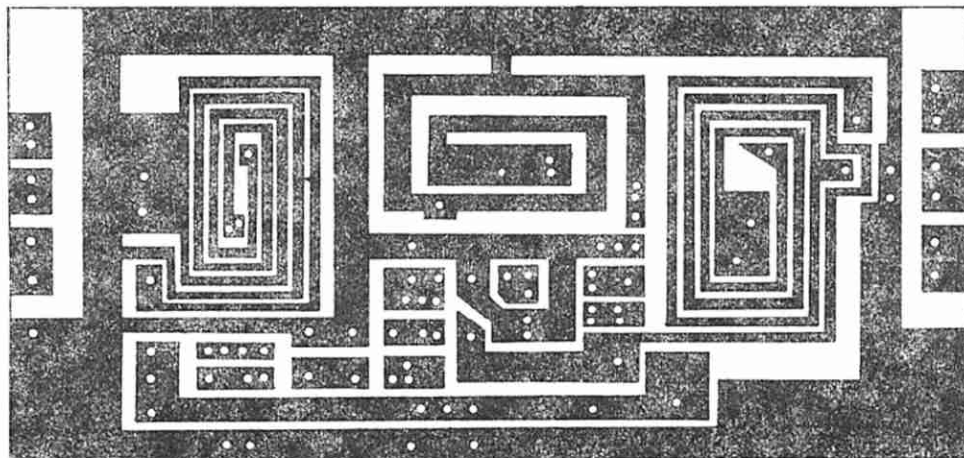


Funkcje wyprowadzeń
2 – ograniczenie prądowe
3 – ograniczenie prądowe
4 – wejście nieodwracające
5 – wejście odwracające
6 – napięcie odniesienia
7 – masa
9 – dioda Zenera
10 – wyjście
11 – kolektor tranzystora wyjściowego
12 – zasilanie
13 – kompensacja częstotliwości

Sprostowanie do artykułu „Konwerter OIRT-CCIR", zamieszczonego w „Re" 7/85

Płytka drukowana przedstawiona na rysunkach 2 i 3 została przedstawiona w niewłaściwej skali. Prawidłowe wymiary płytki drukowanej wynoszą 125×60 mm. Dla ułatwienia podajemy rysunek płytki wykonany we właściwej skali 1:1

Czytelników przepraszamy za pomyłkę



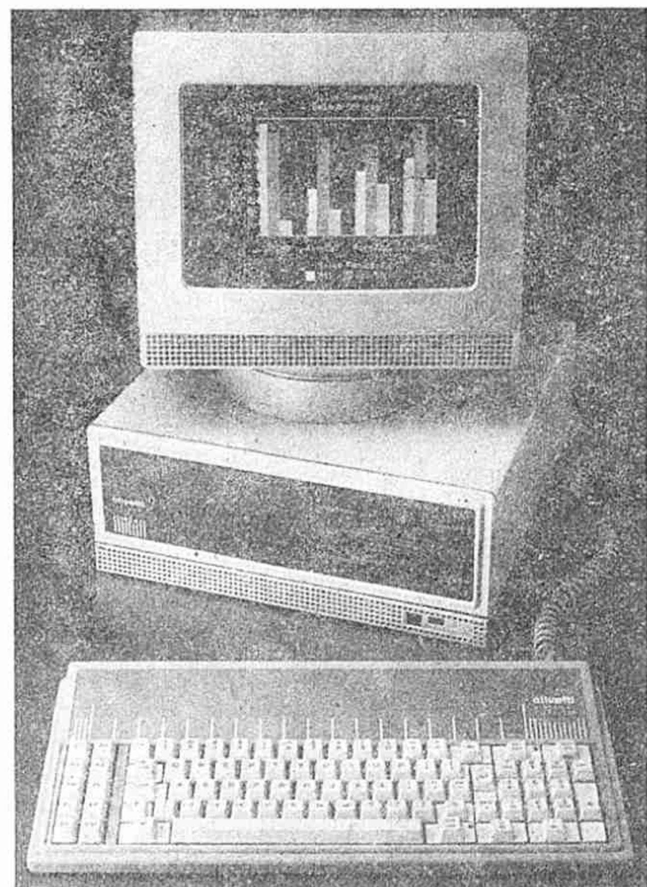
Co dalej z polską mikroelektroniką?

Międzynarodowe Targi Poznańskie '85

Korespondencja własna

Wybierając się na tegoroczne Międzynarodowe Targi Poznańskie zastanawiałem się, jak zaprezentuje się polska elektronika, a w szczególnie mikroelektronika, na tle wystawców z innych krajów. Jeśli miałbym dać krótką odpowiedź na tak postawione pytanie, brzmiałaby ona: dobrze. Nie można na tak postawione pytanie, brzmiałaby ona: dobrze. Nie można jednak pozostawić takiej odpowiedzi bez komentarza. Daleki jestem bowiem od zachwytu nad polską ekspozycją, a pozytywna odpowiedź jest tylko oceną wyglądu zewnętrznego i wynikiem porównania naszych stoisk ze stoiskami innych krajów.
Pierwsza uwaga, jaka nasuwała się po zwiedzeniu targów, to: „wielcy" współczesnego „mikroświata" byli nieobecni lub niezauważalni. Brak zachodnich producentów podzespołów elektronicznych, a szczególnie firm japońskich i amerykańskich prowadzi do wniosku, że nasz kraj nie jest dobrym rynkiem elektronicznym. Fakt ten potwierdzał się na każdym kroku. Zachodni przemysł mikrokomputerowy był reprezentowany jedynie przez firmę IBM, która swoimi komputerami osobistymi PC/XT, PC/AT, wystawionymi na targach już podbiła świat. Inne, mniej znane firmy sporadycznie prezentowały mikrokomputery kompatybilne z IBM PC, spośród których wyróżniała się estetycznym wyglądem swoich produktów firma Olivetti (fot. 1).

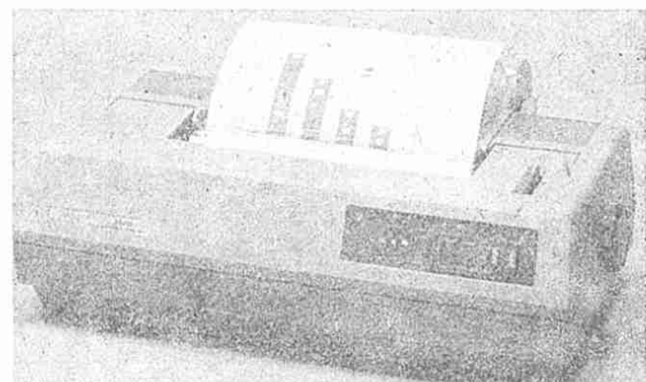
Fot. 1



Nie było producentów najpopularniejszych komputerów domowych typu Spectrum lub Commodore. Zabrakło producentów urządzeń peryferyjnych: drukarek, jednostek dysków, terminali graficznych itp. Firmy zachodnie nie wystawiały też praktycznie sprzętu audiowizualnego. Na targach nie było widać, że świat ogarnia technika wideo, telewizja kablowa i satelitarna, odtwarzanie laserowe. Ze skromnymi wystawami Philipsa, Hitachi czy Sony mogły konkurować sklepy Pewexu. Firmy produkujące elektroniczny sprzęt pomiarowy, jak Bruël-Kjaar, Tektronix, Rohde-Schwarz, czy Schlumberger, zaprezentowały tradycyjnie dobrej jakości urządzenia, lecz olśniewających nowości również nie znalazłem. Na uwagę zasługiwały tylko drukarki typu „Ink-jet" prezentowane przez firmy Rohde-Schwarz (PUD 3), Tektronic (Tek 4695) ośmiokolorowa (fot. 2) i Hewlett-Packard (HP 2225). Autobus wystawowy Hewlett-Packard był chyba najciekawszą ekspozycją krajów zachodnich w branży elektronicznej.
Oprócz wspomnianej drukarki prezentowano po raz pierwszy w Polsce komputery osobiste HP150 (16 bit) oraz tradycyjnie świetny sprzęt pomiarowy i urządzenia peryferyjne: plottory, jednostki dysków itp.
Elektronika wkroczyła do wszystkich dziedzin: do urządzeń przemysłowych i aparatury kontrolnej, aparatury medycznej itp., co na targach znalazło swoje odzwierciedlenie. Spośród tej grupy wystawców interesujące były programowane sterowniki przemysłowe TSX 27-20, TSX 47 firmy Telemecanique, ze względu na sposób ich programowania, wykorzystujący graficzny opis algorytmu sterowania tzw. sieciami GRAFCET.

Cd. na str. 31

Fot. 2



Fot. 3



Odbiór dalekich stacji UKF

Od Redakcji

Po opublikowaniu w numerze 5/1985 „Re" artykułu, w którym autor opisał swoje doświadczenia z odbiorem dalekich stacji telewizyjnych, otrzymaliśmy od naszych czytelników – p. Piotra Widery i p. Walentego Moja z Chorzowa list, poruszający zagadnienia odbioru odległych stacji UKF, wraz z taśmą magnetofonową z nagranymi fragmentami audycji radiowych nadawanych na falach ultrakrótkich z Austrii. Taśma potwierdziła, że jakość odbioru była bardzo dobra. Treść listu z niezbędnymi skrótami zamieszczamy niżej.

Zachęceni listem p. T. Sołtysika z Czeladzi nt. dalekiego odbioru stacji telewizyjnych, chcemy podzielić się zdobytym doświadczeniem z odbiorem dalekich stacji UKF, tym bardziej że stosowany przez nas sprzęt jest powszechnie dostępny w handlu. Do odbioru odległych stacji UKF służy odbiornik radiowy JULIA produkowany przez ZR Eltra w Bydgoszczy. Jest to obecnie jedyny krajowy odbiornik radiowy, który ma obydwa zakresy UKF – CCIR i OIRT. Przy czułości odbiornika 10μV na zakresie UKF wyniki są bardzo dobre.

Mieszkamy w Chorzowie i za pomocą 3-elementowych lub 5-elementowych anten dla 5 kanału TV (92 MHz do 100 MHz), produkowanych przez „Polkat" oraz wzmacniacza antenowego WA2/UKF tej samej firmy, dostrojonego do częstotliwości 90 MHz, odbieramy stale, prawie przez cały rok, trzy programy radiowe z Austrii: program I 91,9 MHz, program III – 99,9 MHz i Niederösterreich 97,9 MHz. Nadajniki te o mocy 100 kW są zlokalizowane w Wiedniu, a odległość z Chorzowa do Wiednia wynosi w prostej linii ponad 300 km.

Podczas wyżów atmosferycznych możliwy jest nawet bardzo dobry odbiór stereofoniczny. Poza stacjami austriackimi, często zdarza się, że odbieramy latem stacje jugosłowiańskie, włoskie, hiszpańskie, francuskie, szwedzkie. Bywają okresy, że jest odbierany bez zakłóceń stereofoniczny program stacji włoskich. Odbiory te zdarzają się tylko w sprzyjających wyjątkowo warunkach atmosferycznych i trwają kilka godzin.,

Na zakresie UKF-OIRT odbieramy wszystkie stacje, jakie są w odległości do ok. 200 km, a więc: 8 stacji czeskich, m. in. Ostrawa, Brno, Žilina, Czeski Cieszyn, a ponadto Opole, Kraków i Wrocław. Bywają okresy, że słychać stację węgierską lub radziecką.

A teraz kilka słów o wzmacniaczu antenowym. Najlepszy wzmacniacz jest produkowany przez „Polkat". Wzmacniacz mocuje się przy antenie, jak najbliżej zacisków. Zasilanie odbywa się przewodem antenowym z domu, napięciem 9 V z zasilacza od kalkulatora. Niestety, w województwie katowickim brak jest wzmacniaczy dla kanałów TV od 3 do 5 (tj. 87,5 do 100 MHz), ale możliwe jest przystosowanie wzmacniacza WA2/UKF. Wystarczy dwie cewki wejściowe wzmacniacza (L1 i L2) dostroić na maksimum sygnału przy częstotliwości ok. 90 MHz przez ich zaginanie, rozciąganie lub ściskanie. Cewki te mają po 9 zwojów dla zakresu 66...73 MHz, natomiast dla zakresu 87,5...100 MHz tych zwojów powinno być 5 lub 6. Wzmacniacz jest wystarczająco szerokopasmowy i pokrywa oprócz zakresu CCIR również zakres OIRT.

A co można powiedzieć o programach radiowych?

Trzeci program austriacki nadaje prawie non stop muzykę rozrywkową, łącznie z amerykańską listą przebojów (w oryginale). Okazuje się, że po przełączeniu odbiornika na naszą „trójkę" różnica jest tylko w jakości nadajnika (katowicki jest wyjątkowo kiepski), ale nie w programie! „Trójka" jest nie tylko równie atrakcyjna, ale emituje wszystie najnowsze, światowe przeboje.

Odrębny problem, to zakłócenia odbioru radiowego przez stacje TV i zakłócenia przemysłowe. Nieporozumieniem wydaje się praca nadajników TV w II zakresie i częstotliwościach między 87,5 a 100 MHz. Wyrazy krytyki należy skierować również pod adresem inspekcji radiowej. W naszym rejonie liczba zakłóceń przemysłowych na obydwu zakresach UKF jest stanowczo za duża; inspekcję radiową interesuje tylko odbiór stacji lokalnych, a nie dalekie odbiory, jak chociażby z Krakowa, Opola i Wrocławia. Wszelkie zakłócenia pogarszające jakość odbioru powinny być absolutnie eliminowane.

Piotr Widera, Walenty Moj

Leksykon techniki hi-fi i wideo (19)

Newvicon, firmowa nazwa telewizyjnej lampy analizującej o budowie zbliżonej do widikonu. Powierzchnia światłoczuła składa się z kilku warstw wykonanych z ZnSe, ZnTe i CdTe. Zakres czułości widmowej od ok. 400 nm do 800...900 nm.

Noise Figure, ang. współczynnik mocy szumów, liczba szumowa, NF, niem. Rauschzahl, wielkość charakteryzująca jakość wzmacniacza mocy z punktu widzenia wprowadzanych przez niego szumów; stosunek odstępu sygnału od szumów na wejściu wzmacniacza do odstępu sygnału od szumów na jego wyjściu, wyrażony w dB.

NTCT, ang., skrót od Negative Temperature Coefficient Thermistor, termistor o ujemnym współczynniku temperaturowym rezystancji.

OCL, ang., skrót od Output Condensor Less, określenie firmowe oznaczające galwaniczne (bez pośrednictwa kondensatora) połączenie wzmacniacza mocy z głośnikiem, eliminujące zniekształcenia sygnału w zakresie bardzo małych częstotliwości. Ograniczenia charakterystyki przenoszenia wynikają wówczas tylko z właściwości głośnika. OCL jest możliwe w mostkowych wzmacniaczach mocy lub układach o zasilaniu symetrycznym.

Oktawa, jednostka interwału częstotliwości stosowana w muzyce i elektroakustyce, odpowiadająca zakresowi, w którym stosunek częstotliwości największej do najmniejszej jest równy 2. Dźwięki odległe o jedną oktawę wywołują wrażenie podobieństwa, co stanowi podstawę podziału całej skali muzycznej.

Opóźnienie grupowe, czas przejścia sygnałów sinusoidalnych o zbliżonych częstotliwościach przez układ elektroniczny lub tor transmisyjny. Opóźnienie grupowe jest ściśle związane z charakterystyką fazową. Idealnej, a więc liniowej charakterystyce fazowej odpowiada stałe opóźnienie grupowe wszystkich częstotliwości interesującego zakresu.

Ortodynamiczne słuchawki, słuchawki wyposażone w przetwornik dynamiczny, w którym uzwojenie jest wykonane w postaci obwodu drukowanego i rozłożone na całej powierzchni płaskiej membrany z tworzywa sztucznego. W przeciwieństwie do membran stożkowych lub kopułkowych, w słuchawkach ortodynamicznych do drgań pobudzona jest cała powierzchnia membrany, przez co eliminuje się drgania pasożytnicze i uzyskuje szeroką i wyrównaną charakterystykę przenoszenia częstotliwości.

Oversampling, ang., w technice analogowo-cyfrowego przetwarzania, układ do przekształcania próbek otrzymanych w wyniku próbkowania o określonej częstotliwości (sampling) na próbki odpowiadające 4-krotnie większej częstotliwości próbkowania (oversampling). Ułatwia odfiltrowanie sygnałów interferecyjnych wpływających na zniekształcenia nielinearne w zregenerowanym sygnale analogowym. Stosowany w dyskofonach (płytofonach cyfrowych) niektórych firm.

PAL, ang., skrót od Phase Alternation Line, co oznacza zmianę fazy co linię, system telewizji kolorowej opracowany w latach 1962–1966 w niemieckiej firmie Telefunken. Podobnie jak w pozostałych systemach telewizji kolorowej do przesyłania informacji o obrazie wykorzystano sygnał luminancji i dwa sygnały różnicowe koloru, oraz – jak w systemie NTSC – zastosowano modulację kwadraturową podnośnej sygnałami różnicowymi, z tym, że faza składowej kwadraturowej R–Y zmienia się o 180° co linię. Umożliwia to kompensację zniekształceń fazowych, a więc poprawę jakości odtwarzanego obrazu kolorowego. System PAL przyjęto w wielu państwach zachodnioeuropejskich, a jego modyfikację – w państwach południowo-amerykańskich (PAL-M, PAL-N).

Pamięć pęcherzykowa, pamięć magnetyczna oparta na wykorzystaniu pęcherzyków magnetycznych w cienkiej warstwie materiału magnetycznego.

Pętla fazowa, ang., PLL – Phase Locked Loop, układ synchronizacji drgań generatora z fazoczułym sprzężeniem zwrotnym. Generator wewnętrzny (synchronizowany) jest przestrajany w tym układzie, elektronicznie, sygnałem o wielkości proporcjonalnej do różnicy faz przebiegu synchronizującego (np. sygnału odbieranego z radiostacji lub sygnału wzorca) i synchronizowanego. Układ PLL jest szeroko stosowany w technice pomiarowej w układach synchronicznego odbioru sygnałów o różnych rodzajach modulacji, w układach stabilizacji częstotliwości generatorów mocy, przy stabilizacji obrotów w magnetofonach i gramofonach klasy hi-fi, przy odtwarzaniu podnośnej w układach stereodekodera, w układach syntezy częstotliwości w odbiornikach radiofonicznych i telewizyjnych itd.

PIL S-4, nazwa typu kineskopów kolorowych z cewkami semitoroidalnymi, o małym poborze energii i o wysokiej wydajności świetlnej ekranu (Hi-Bri).

Pixel, Pel, ang., Picture Element, elementarna cząstka obrazu w telewizji kolorowej określona rozmiarami ziaren „pastylek" luminoforów podstawowych RGB.

KRZYSZTOF KOWALCZUK

Próbnik układów cyfrowych CMOS

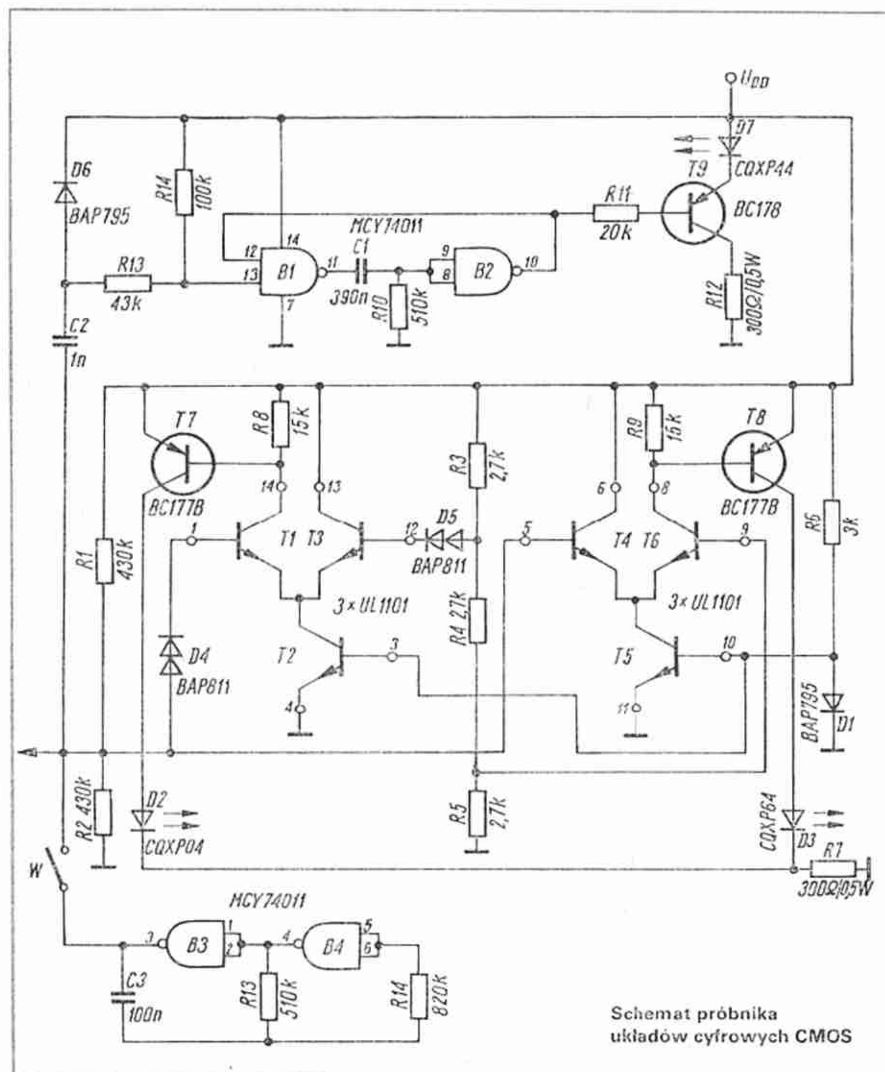
Zwiększa się wybór układów cyfrowych CMOS, produkowanych przez NPCP-CEMI. Coraz częściej wypierają one z urządzeń układy cyfrowe TTL. Dużym ułatwieniem przy uruchomianiu urządzeń z układami cyfrowymi CMOS są próbniki stanów logicznych. Stosowane powszechnie próbniki TTL nie są przystosowane do układów CMOS. Próbnik TTL spowodowałby zbyt duże obciążenie wyjścia układu CMOS, jest przystosowany tylko do zasilania napięciem +5 V i ma inne poziomy napięć odpowiadające stanom logicznym. W artykule opisano próbnik układów CMOS, który umożliwia wykrywanie statycznych poziomów logicznych, napięcia impulsowego i pojedynczych impulsów. Dodatkowo próbnik został wyposażony w generator do testowania układów.

Schemat próbnika przedstawiono na rysunku.

Podstawowe bloki funkcjonalne próbnika, to: sygnalizator stanów logicznych, układ wykrywania pojedynczych impulsów oraz generator testujący.

Układ sygnalizacji stanów logicznych tworzą dwa komparatory napięcia, zrealizowane z tranzystorów T1, T2, T3 oraz T4, T5, T6. Tranzystory T2 i T5 spełniają funkcję źródeł prądowych komparatorów. Wydajność prądowa źródeł jest uzależniona od napięcia diody D1, której prąd przewodzenia ustala się rezystorem R6. Komparatory napięcia, przez tranzystory T7, T8, sterują diodami elektroluminescencyjnymi D2, D3. Świecenie diody D2 sygnalizuje poziom logiczny wysoki, a świecenie diody D3 poziom logiczny

Cd. na str. 32



Schemat próbnika układów cyfrowych CMOS



KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

NR 11 (300) • LISTOPAD 1985

XXIV ZJAZD POLSKIEGO KLUBU UKF

W dniach 8 i 9 czerwca br. odbył się w Bydgoszczy XXIV Zjazd Polskiego Klubu UKF, w którym wzięło udział ponad 90 uczestników, w tym 50 członków rzeczywistych klubu. W zjeździe uczestniczyli: prezes Zarządu Głównego PZK mgr inż. Jerzy Rutkowski SP5JR, wiceprezes ds sportowych Stanisław Maciejkiewicz SP2JS, wiceprezydent I Regionu Międzynarodowej Unii Radioamatorów Wojciech Nietyksza SP5FM, przedstawiciel Ministerstwa Łączności mgr inż. Zbyszko Kupczyk SP5ZK oraz inspektor okręgowy PIR w Bydgoszczy mgr inż. Jerzy Słomski.

Zjazd udzielił absolutorium ustępującemu zarządowi PK UKF i wybrał nowy w składzie: prezes – SP9EHS, sekretarz – SP2DDV, manager techniczny – SP9GMT, skarbnik – SP6GWN i członek zarządu – SP6AZT, który jak wiadomo jest UKF managerem przy ZG PZK.

W czasie wielogodzinnej dyskucji nad aktualnymi problemami nurtującymi społeczność polskich UKF-owców zgłoszono 19 wniosków, z czego uchwalono 16, w tym szereg dezyderatów pod adresem ZG PZK.

Za najważniejszą sprawę dla klubu uznano zorganizowanie przez PZK w 1986 r. zawodów krajów socjalistycznych „ZWYCIĘSTWO 41". Zjazd postulował powołanie przy ZG PZK „grupy roboczej" ds organizacji tych zawodów, jak również ufundowanie nagród dla oddziałów PZK i indywidualnych UKF-owców za udział i osiągnięcia w lipcowych tegorocznych zawodach „ZWYCIĘSTWO 40" oraz podjęcie akcji w oddziałach w celu obsadzenia „milczących kwadratów QTH" podczas tych zawodów.

Uchwalono także wniosek w sprawie organizacji w 1986 r. XXV Jubileuszowego Zjazdu PK UKF, który ma być zjazdem technicznym z wieloma konkursami i imprezami towarzyskimi.

Wieloletnie starania o to, aby klub miał wpływ na wybór UKF managera PZK, tym razem znalazły swój oddźwięk w uchwale zjazdowej; wydaje się, że znaleziono właściwe rozwiązanie sprawy. W latach poprzedzających zjazdy wyborcze PZK, Klub ma obowiązek zgłosić kandydatury na managerów ZG PZK: UKF i Mikrofalowego. Ma to istotne znaczenie. Powyżej 30 MHz znajduje się aż 19 pasm amatorskich. W zakresach tych pracują wszystkie nasze satelity oraz występują problemy współpracy z innymi organizacjami. Wymaga to stałego udziału w pracach ZG osób zorientowanych w problemach UKF i mikrofal.

Uchwalono wnioski w ważnej sprawie niedostępnych obecnie w SP rodzajów pracy „portable", „mobil", jak również możliwości pracy z domowego i letniego QTH na podstawie stałego zezwolenia. Uzyskanie tych możliwości byłoby silnym bodźcem do ożywienia ruchu krótkofalarskiego w kraju, w dobie rozwoju nowoczesnych technologii.

W tym samym kierunku zmierza wniosek w sprawie przyznania amatorom pasm mikrofalowych, podobnie jak to miało wcześniej miejsce w bratnich krajach socjalistycznych. Rekordy na pasmych fal milimetrowych uzyskują obecnie i chwalą się nimi te kraje, które takie możliwości mają. Czy w historii osiągnięć na pasmach mikrofalowych znajdzie się w przyszłości nasz kraj, zależeć to będzie również od naszych władz nadrzędnych.

W uchwale znalazł się wniosek podobny do poprzedniego, a dotyczący uzyskania możliwości stosowania nowoczesnych rodzajów modulacji i transmisji danych komputerowych.

Kolegów, zainteresowanych pozostałymi postulatami, odsyłamy do zapoznania się z uchwałą zjazdową.

Podczas zjazdu wygłoszono kilka referatów technicznych. Największe zainteresowanie wzbudziły problemy antenowe, szczególnie po referacie SP6LB na temat anten z polaryzycją pionową dla pracy FM. Wielu uczestników przedstawiło swoje własne osiągnięcia.

Prezes PZK SP5JR przedstawił „prima vista" swoje uwagi na temat propagacji UKF i mikrofal oraz wpływu Ziemi na te propagacje. SP6GWB mówił o technice odbiorczej, a SP5JC jak zwykle o mikrofalach.

Organizacja zjazdu zasługuje na bardzo wysoką ocenę. Zasługa to niewątpliwie dobrze funkcjonującego oddziału wojewódzkiego PZK pod kierownictwem kolegi Bolesława SP2ESH. Zespół kolegów SP2 przy współpracy z Zarządem klubu UKF wypadł bardzo dobrze. Wśród najbardziej zasłużonych należy wymienić: SP2DDV, SP2DDX, SP2JMR, SP2MKO, SP2MSM, SP2NJN, SP2105/BY, SP2116/BY oraz SP2164/BY.

SP5JC

UCHWAŁA XXIV ZJAZDU POLSKIEGO KLUBU UKF

1. Zjazd udzielił po dyskusji absolutorium ustępującemu Zarządowi PK UKF.
2. XXIV Zjazd PK UKF uznaje za bardzo ważną i prestiżową sprawę organizacji przez PZK w 1986 r. zawodów krajów socjalistycznych „ZWYCIĘSTWO 41". Zjazd proponuje powołanie przy ZG PZK grupy roboczej ds organizacji tych zawodów. Grupa ta powinna w trybie pilnym opracować harmonogram przygotowań i preliminarz budżetowy. Odpowiedzialność za stronę techniczną i sportową, a także za skład komisji sędziowskiej przejmuje PK UKF.
3. Zjazd proponuje, aby ZG PZK skierował pilnie pisma do wszystkich oddziałów wojewódzkich w sprawie obsadzenia dających punkty ekipie polskiej QTH lokatorów (dużych kwadratów) w czasie lipcowych zawodów „ZWYCIĘSTWO 40" w br. oraz w sprawie udzielenia pomocy organizacyjnej, sprzętowej i finansowej uczestnikom tych zawodów.
4. Zjazd zwraca się z prośbą do ZG PZK o ufundowanie nagród dla OW PZK oraz najlepszych indywidualnych uczestników zawodów „ZWYCIĘSTWO 40".

5. W związku z tym, że:
a – w zakresie częstotliwości od 144 MHz do 265 GHz znajduje się 19 pasm amatorskich;
b – w zakresie tym pracują wszystkie satelity amatorskie;
c – zakres UKF, mikrofal i fal milimetrowych odznacza się inną techniką;
d – w zakresie tym występują problemy współużytkowania częstotliwości z innymi służbami, nie występujące na KF;
e – w zakresie tym pracuje coraz więcej amatorów SP
dla skutecznej działalności ZG PZK niezbędny jest udział w pracach ZG osób dobrze i na bieżąco zorientowanych w problematyce UKF i mikrofal.
W tym celu Zjazd zobowiązuje aktualnie działające zarządy PK UKF, aby każdorazowo w roku poprzedzającym Walny Zjazd PZK przygotowywał kandydatury przynajmniej UKF-managera i mikrofalowego managera i proponował je następnie Walnemu Zjazdowi z odpowiednim uzasadnieniem. Jednocześnie PK UKF stawia się do dyspozycji ZG PZK w sprawach pomocy specjalistycznej, łącznie z delegowaniem specjalistów na posiedzenie poświęcone problemom UKF i mikrofal.
6. Zjazd zaleca nowo wybranemu Zarządowi PK UKF pilne dokonanie wyboru miejsca i ustalenie programu XXV Jubileuszowego Zjazdu PK UKF. Zjazd powinien być zjazdem technicznym z pewną liczbą konkursów (np. konkurs antenowy, telegrafii, konkurs na najmniejszy współczynnik szumów konwerterów odbiorczych itp.) oraz imprez towarzyskich (np. wieczór wspomnień, wspólna kolacja itp.) Klub powinien zwrócić się także do władz PZK i innych instytucji w celu ufundowania nagród i przyznania odznaczeń.
7. Zjazd zaleca, aby nowy Zarząd uaktualnił listy osiągnięć UKF SP (rekordów) od stycznia 1980 r. na podstawie pisemnych zgłoszeń rekordzistów. Uznanie rekordu wymaga potwierdzenia łączności za pomocą karty QSL.
8. Zjazd uznaje za konieczne utrzymanie procedury wyborów do Zarządu PK UKF jako obowiązującej.
9. Zjazd zobowiązuje nowy Zarząd PK UKF do opracowania treści załączników do regulaminu klubu i opublikowanie propozycji w celu uporządkowania tego problemu na XXV Zjeździe PK UKF.
10. XXIV Zjazd PK UKF wnosi, aby ZG PZK zrealizował postulaty poprzednich Zjazdów Klubu oraz wniosek przyjęty w uchwale Walnego Zjazdu PZK w Chorzowie, a dotyczący pilnego utworzenia przy ZG PZK wysyłkowego punktu informacji technicznej, wyposażonego w dobrej klasy kserograf. Punkt ten realizowałby zamówienia członków PZK na odbitki, z deficytowych publikacji technicznych.
11. Zjazd proponuje, aby członkowie Klubu opłacali roczną składkę w wysokości dwustu złotych, w celu pokrycia kosztów edycji komunikatów PK UKF.
12. Zjazd zwraca się poprzez Zarząd Główny PZK do władz odpowiedzialnych za politykę licencyjną z apelem o stworzenie możliwości krótkofalowcom polskim pracy w „eterze" za pomocą stacji ruchomych, stacji przenośnych oraz możliwości pracy z domowego i letniego QTH na podstawie stałego zezwolenia (np. jak w NRD znak łamany przez A). Takie możliwości istnieją już w wielu krajach socjalistycznych. Uzyskanie tych koncesji byłoby bardzo silnym bodźcem do ożywienia ruchu krótkofalarskiego w kraju. Ma to istotne znaczenie dla doskonalenia zawodowego i przysposobienia obronnego w dobie rozwoju nowoczesnych technologii i odnowy gospodarczej Polski.
13. Zjazd zwraca się poprzez Zarząd Główny PZK do władz odpowiedzialnych za politykę licencyjną o przyznanie krótkofalowcom polskim, podobnie jak w innych bratnich krajach socjalistycznych, pasm mikrofalowych w duchu ustaleń WARC 79. Rekordy na falach milimetrowych uzyskują i chlubią się mini te kraje, które mogą te pasma (na ogół dotąd słabo obsadzone) użytkować. Czy w historii osiągnięć krótkofalowców na świecie na pasmach mikrofalowych znajdzie się w przyszłości nasz kraj, zależeć będzie również od naszych władz nadrzędnych.
14. Zjazd zwraca się poprzez Zarząd Główny PZK do władz opowiedzialnych za politykę licencyjną o przyznanie krótkofalowcom polskim możliwości stosowania współczesnych systemów modulacji i przesyłania programów komputerowych na pasmach UKF i mikrofalach.
15. Zjazd zobowiązuje Zarząd PK UKF do dopracowania istniejącego regulaminu Interkontestu na pasmach UKF.

* * *

Wszystkie wnioski przyjęto prawie jednogłośnie. Uwagi dotyczące głosów przeciw i wstrzymujących się znajdują się w protokole zjazdu. Zjazd po dyskusji postanowił wycofać wnioski dotyczące zmiany nazwy klubu oraz zastrzeżeń pewnych układów literowych w znakach stacji specjalnych i okolicznościowych na pasmach UKF. Poza tym, dwa różne wnioski o identycznej treści merytorycznej połączono w jeden (nr 5).
Komisja wnioskowa pracowała w składzie: przewodniczący – SP5JC, członkowie – SP2BGS, SP4DCS. Po wyjeździe SP4DCS do komisji dokooptowano SP5FM.

REGULAMIN LESZCZYŃSKICH ZAWODÓW UKF

1. Organizatorem Zawodów jest Harcerski Klub Łączności „Leszno" SP3ZAH przy współudziale Leszczyńskiej Komendy Chorągwi ZHP, Zarządu Oddziału Wojewódzkiego PZK w Lesznie, Leszczyńskiej Spółdzielni Mieszkaniowej i Komendy Hufca ZHP w Lesznie. Zawody będą się odbywać pod patronatem Prezydenta Miasta Leszna.
2. Do udziału w zawodach zapraszamy stacje indywidualne, klubowe i nasłuchowców.
3. Zawody będą się odbywać każdego roku w dniu 27 grudnia (w 1985 r. z okazji 10-lecia województwa leszczyńskiego) w godzinach:
pasmo 145 MHz od 18.00 do 20.00 czasu lokalnego
pasmo 432 MHz i wyższe od 20.00 do 22.00 czasu lokalnego
Obowiązuje 5-minutowe QRT przed i po zawodach.
4. W zawodach można pracować wszystkimi rodzajami emisji wg posiadanej licencji. Z każdą stacją można nawiązać po jednym QSO na każdym pasmie niezależnie od rodzaju emisji. Dopuszcza się łączności mieszane.
5. Klasyfikacja:
A – radiostacje indywidualne
B – klubowe
C – nasłuchowcy
W wynikach zawodów ujęte zostaną klasyfikacje oddzielnie na każdym pasmie oraz łącznie wszystkie pasma.
6. Wywołanie: wywołanie w zawodach leszczyńskich na telefonii oraz CQSP na RTTY, SSTV i telegrafii.
7. Zezwala się na pracę wszystkimi rodzajami propagacji z wyjątkiem retranslatorów naziemnych i satelitarnych.
8. W czasie QSO należy podać: znak raport RTS lub RS nr kolejny QSO i lokator.
9. Nasłuchowców obowiązuje odbiór dwóch znaków i jednej grupy kontrolnej.
10. Punktacja: do obliczenia wyników bierze się pod uwagę cztery pierwsze znaki lokatora. Własny lokator daje 1 pkt. kolejne 2, 3 ... Za QSO RTTY i SSTV stosuje się premie po 20 pkt.
11. Mnożnikiem są lokatory SP (cztery pierwsze oznaczenia lokatora).
12. Wynik końcowy uzyskuje się przez pomnożenie liczby punktów i mnożnika, plus punkty za premie oddzielnie na każdym pasmie. SWL suma pkt. za nasłuch razy mnożnik + premie. Za każde pasmo obowiązuje oddzielny log.

13. QSO nie zalicza się w przypadku niezgodności grup kontrolnych, różnicy czasu większej niż 5 minut, braku możliwości odczytania logu.
14. W pasmie 70 cm stosuje się dodatkowy mnożnik razy 3, a na 23 cm razy 5.
15. Logi należy przesłać pod adresem: Harcerski Klub Łączności „Leszno" SP3ZAH skr. poczt. 112 64-100 Leszno. Brane będą pod uwagę logi, które dostarczone zostaną do dnia 10 stycznia (14 dni po zawodach).
16. Nagrody, wyróżnienia i upominki. Najlepsze stacje w grupach A, B i C w łącznej klasyfikacji otrzymają puchary ufundowane przez Prezydenta Miasta Leszna oraz nagrody rzeczowe ufundowane przez KCH ZHP i ZOW PZK. Wszyscy uczestnicy otrzymają dyplomy uczestnictwa.
Pięćdziesięciu uczestników (nadawcy indywidualni, kluby i nasłuchowcy), których dzienniki dotrą w kolejności od 1 do 50, otrzymają proporczyki ufundowane przez leszczyńską spółdzielnię mieszkaniową. Pod uwagę będą brane logi wykazujące m.in. 15 QSO (nasłuchów).
17. Nagroda specjalna. W 1985 r. stacja, która uzyskała najlepszy wynik łączny w pasmach 70 cm i wyżej, otrzyma puchar ufundowany przez kolegów UKF-owców z Kłodzka.
18. Uroczyste zakończenie zawodów nastąpi w pierwszej połowie lutego w leszczyńskim Ratuszu. Wyniki zawodów otrzymają wszyscy uczestnicy w terminie do końca stycznia każdego roku.

Zapraszamy do udziału w zawodach

ORGANIZATORZY

Międzynarodowe Targi Poznańskie '85 – *cd. ze str. 26*

Spośród krajów socjalistycznych wyróżniała się ekspozycja NRD. Wystawiono kilka typów 16-bitowych mikrokomputerów biurowych typu A5120.16 na czele. Mikrokomputer ten jest wyposażony w procesor U8000, również produkcji NRD i pracuje w systemie MUTOS kompatybilnym z systemem UNIX. Prezentowano poza tym 8-bitowe mikrokomputery biurowe, terminale kasowe, komputer domowy klasy Spectrum, drukarki mozaikowe (K 6311, K 6312) oraz ośmio i pięciocalowe jednostki dysków elastycznych.
Węgrzy prezentowali się raczej skromnie w stosunku do możliwości. Interesujący jedynie dla naszego szkolnictwa podstawowego mógłby być bardzo prosty, tani mikrokomputer domowy PRIMO klasy ZX-81 firmy Microkey (fot. 3), do którego przygotowano dla potrzeb własnego szkolnictwa specjalne podręczniki nauki programowania. Poza tym zademonstrowano małą mozaikową drukarkę graficzną DCD-PRT-42 firmy Datacoop.
Bułgarzy zaprezentowali tylko 8-bitowy mikrokomputer U30T 1031C z systemem operacyjnym CP/M 2.2. Rumuni, chociaż reklamują 16-bitowy mikrokomputer M 216 oraz 8-bitowe M 118 i CUB, na targach ich nie prezentowali. Podobnie zabrakło Czechów. Eksponatów z innych działów elektroniki, poza przestarzałym sprzętem audiowizualnym, kraje socjalistyczne nie wystawiały.
Na tym tle polskie ekspozycje wyróżniały się niewątpliwie wystrojem i zewnętrznym wyglądem eksponatów. Co w środku? O to nie było się łatwo dowiedzieć. Brak prospektów i informacji utrudniał zorientowanie się co jest rzeczywistą ofertą handlową, a co zapowiedzią produkcji. W najbardziej obleganym pawilonie Unitry, aż w głowie kręciło się od widoku sprzętu powszechnego użytku. Wszyscy zwiedzający pytali o sprzęt audiowizualny z zakładów Kasprzaka, Diody, Foniki. Nowości jednak było niewiele. „Kasprzak" wystawił co prawda magnetowid systemu VHS (nota bene nie włączony), lecz nie potrafiono mi udzielić informacji kiedy będzie produkowany seryjnie. Podobnie z tunerami z syntezą częstotliwości. Fonica pozostaje natomiast przy tradycyjnych gramofonach, a polskiego odtwarzacza laserowego „na horyzoncie" jeszcze nie widać. Największą realną nowością pozostaje chyba, w zakresie sprzętu powszechnego użytku, odbiornik telewizyjny Videoton z teletekstem, z Polkoloru. Mimo to, jeśli wszystko byłoby dostępne na naszym rynku, zaspokoiłoby niewątpliwie potrzeby przeciętnego odbiorcy. Trzeba jednak na to jeszcze poczekać.
W innych dziedzinach rzeczywistość też nie jest różowa. Np. w technologii produkcji układów scalonych wielkiej skali integracji nie zrobiono kroku naprzód. UNITRA-CEMI prezentowała znów rodzinę układów mikroprocesorowych MCY7880. Zabrakło oczekiwanego od dawna układu 8035, nie wspominając o układach 16-bitowych i pamięciach o dużej pojemności.
Dystans dzielący nas od krajów zachodnich powiększa się, a zespół CEMI musi jeszcze na następny tytuł „Mistrza Techniki" poczekać.
Inny pawilon, w którym przedstawiono polski przemysł komputerowy, czyli dziedzinę decydującą o nowoczesności współczesnej gospodarki, też na pierwszy rzut oka prezentował się dobrze. Z nowszych rozwiązań Mera Elzab prezentował mikrokomputery osobiste MERITUM II oraz ComPAN 8 (z systemem CP/M2.2). Mera KFAP – mikrokomputer MK-45 (z systemem CP/M 2.2), ELWRO – mikrokomputer 600 (z systemem CP/M 2.2). Jednak nie są one jeszcze wdrożone do produkcji i kupić ich nie można. Zapowiadana wielkość produkcji też nie gwarantuje zaspokojenia rynku, a tylko ELWRO zapowiada rozsądną wielkość kilkudziesięciu tysięcy sztuk rocznie. Wrocławskie zakłady zaprezentowały również prosty mikrokomputer ELWRO 700 – SOLUM dla celów oświatowych po dość atrakcyjnej cenie rzędu 100 tys. złotych z możliwością produkcji większą niż 100 tys. sztuk rocznie.
Inwazji mikrokomputerów na nasze domy jednak nie przeżyjemy, gdyż ceny nawet najprostszych, są dla przeciętnego obywatela zbyt wysokie. Chętni, muszą sprowadzać własnym sposobem mikrokomputery typu Spectrum czy Commodore, gdyż nasz przemysł tymi klientami nie jest, jak widać zainteresowany. Podobnie w urządzeniach peryferyjnych, też nic nowego. Mera-Błonie prezentowała znaną już drukarkę D. 100. Mera KFAP zapowiada nadal produkcję jednostek dysków elastycznych 5-calowych. Na próżno szukałem polskiego komputera osobistego 16-bitowego, kompatybilnego z IBM PC. Tylko Mera STER przedstawiła 16-bitowy, profesjonalny mikrokomputer MERA 660 oparty na procesorze LSI 11 oraz autonomiczny monitor graficzny MERA 6100. Do ciekawszych urządzeń należał szybki monitor graficzny o dużej rozdzielczości oparty na procesorze graficznym NEC 720 i profesjonalny system mikroprocesorowy 8-bitowy Ax100 produkowany przez firmę rzemieślniczą inż. Kiełczewskiego, a wystawiany w stoisku ZETO ZOWAR, z którym nawiązał on współpracę w zakresie programowania.
Lepiej prezentuje się polska elektronika w zastosowaniach przemysłowych, laboratoryjnych i aparaturze medycznej. Znalazło to odbicie w nagrodach Międzynarodowych Targów Poznańskich (np. Lancetron). Należą się w tym miejscu słowa uznania dla konstruktorów, że mimo tak słabej bazy elementowej i sprzętowej, mikroelektronika wkracza w różne dziedziny naszego życia.
Nowocześniej prezentuje się oferta firm polonijnych. Króluje tutaj, zgodnie ze światowymi tendencjami, IBM-PC. Firmy Computex, Impol II, Emix, ITM i inne, produkują niestety tylko krótkie serie. Niestabilna polityka finansowa, co sygnalizowano na odbywającym się w tym czasie forum firm polonijnych, nie pozwala na zwiększenie produkcji. Firmy te, ze względu na

małą produkcję (około 100 sztuk rocznie) nie zaspokoją potrzeb naszej gospodarki. Mikrokomputery 8-bitowe, jak Imp 80, Imp 85 (firmy Impol), CS 80PC (Computex), Emix II schodzą w tej ofercie na dalszy plan. Widoczne zainteresowanie budziły firmy sprzedające mikrokomputer ZX i układy rozbudowujące, jak Alpina i Ameprod.

Firmy rzemieślnicze w dziedzinie mikroelektroniki nie wystawiły nic nowego. Nie było mikrokomputerów 16-bitowych. Nowością była oferta Labolatorium Mikroelektroniki (inż. Gardynika) na dokumentację i płytki drukowane prostego sterownika mikroprocesorowego do samodzielnego montażu wraz z podręcznikami do nauki techniki mikroprocesorowej. Może to zainteresować początkujących w tej dziedzinie czytelników naszego pisma ze względu na stosunkowo niskie ceny.

Podsumowując wrażenia z tegorocznych Międzynarodowych Targów Poznańskich należy stwierdzić, że polska ekspozycja nie była na miarę końca XX wieku. Brak przede wszystkim postępu w zakresie produkcji układów LSI, jak również profesjonalnych mikrokomputerów i systemów mikroprocesorowych, czyli podstawowych narzędzi pracy współczesnego inżyniera i to nie tylko elektronika. Ponadto, na pytania jak można kupić urządzenie, jaki jest termin realizacji zamówień, można było tylko usłyszeć: produkcja wyprzedana na dwa lata naprzód, produkcja tylko na eksport, produkcja nie uruchomiana, czekamy na kooperantów itd. Dotyczy to wszystkiego, co było na targach atrakcyjne, od ściągaczy izolacji, złącz bydgoskiej Eltry, poprzez sprzęt powszechnego użytku, na dyskach elastycznych i mikrokomputerach kończąc. Zupełnie inną odpowiedź uzyskałem od przedstawiciela niemieckiego kombinatu Robotron, gdy spytałem go o system mikroprocesorowy klasy ZX. Ze względu na duże zapotrzebowanie w szkolnictwie NRD nie będzie on eksportowany.

Przeżywamy reorientację naszej gospodarki i handlu. Warto zastanowić się, czy nie zmienić też naszych priorytetów i najpierw nasycić własny rynek mikroelektroniką, jak to zrobili Niemcy, czego efekty widać. Mikroelektronika decyduje bowiem o nowoczesności, a nie przemysł ciężki czy wydobywczy. Zostawiając stan rzeczy taki jaki jest, trzeba będzie zmienić nazwę imprezy poznańskiej z targów na wystawę, bo z eksponatów prezentowanych niewiele można zamówić i kupić, a przymiotnik „międzynarodowy" nie oznacza chyba, że nasza oferta handlowa jest tylko dla zagranicy.

Opuszczając tereny targowe, przechodząc obok pięknych maszyn budowlanych pomyślałem, że zostajemy w epoce żelaza i stali, ale są podobno i tacy, którzy żyją jeszcze w epoce kamienia.

mgr inż. Tadeusz Górnicki

Próbnik układów cyfrowych CMOS – *cd. ze str. 28*

niski. Rezystory R1, R2 ustalają wstępną polaryzację wejść komparatorów na poziomie 0,5 U_{DD}. Dzięki temu nie świeci żadna z diod elektroluminescencyjnych, ponieważ progi zadziałania komparatorów są ustalone dzielnikiem rezystorowym R3, R4, R5 na poziomie 0,33 U_{DD} i 0,66 U_{DD}.

Diody D4, D5 zastosowano w celu uzyskania poprawnej polaryzacji tranzystora T7, gdy napięcie w badanym punkcie układu ma wartość zbliżoną do napięcia zasilania.

Układ wykrywania pojedynczych impulsów tworzą bramki B1, B2, spełniające funkcję przerzutnika monostabilnego. Przy opadającym zboczu napięcia wejściowego przerzutnik monostabilny generuje impuls ujemny o czasie trwania ok. 0,2 s. Impuls ten wprowadza w stan przewodzenia tranzystor T9, który włącza zasilanie diody elektroluminescencyjnej D7.

Kondensator C2 i rezystory R13, R14 tworzą układ różniczkujący, którego zadaniem jest uzyskanie szpilkowego impulsu wyzwalającego o parametrach niezależnych od impulsu na wejściu próbnika. Rezystory R13, R14 spełniają również funkcję dzielnika rezystorowego ograniczającego amplitudę impulsu wyzwalającego.

Dioda D6 zabezpiecza wejście przerzutnika monostabilnego przed dodatnimi impulsami szpilkowymi, powstającymi przy różniczkowaniu tylnego zbocza impulsu wejściowego.

Generator testujący zrealizowano z bramek B3, B4. Częstotliwość generatora określa stała czasu R13 C3. Rezystor R14 stosuje się w celu zabezpieczenia przed przepięciami wejść bramki B4. Próbnik pracuje jako generator, gdy są zwarte zestyki włącznika W. Stan ten jest sygnalizowany świeceniem wszystkich trzech diod elektroluminescencyjnych (D2, D3, D7).

Próbnik wykonano w postaci tzw. pióra logicznego. Jako wyłącznik W można zastosować włącznik suwakowy, stosowany w kalkulatorach elektronicznych.

Zasada odczytywania informacji ze wskazań próbnika jest objaśniona w tablicy.

Przy korzystaniu z próbnika trzeba przestrzegać następujących zasad:

- zasilać próbnik z tego samego napięcia, co badany układ,
- przestrzegać prawidłowej polaryzacji napięcia zasilającego próbnik.

Interpretacja wskazań diod świecących próbnika

Wskazanie	Interpretacja wskazania
Nie świeci żadna dioda	Napięcie (0,33...0,66) U_{DD} lub brak połączenia badanego punktu z układem
Świeci tylko dioda D3	Stan niski
Świeci tylko dioda D2	Stan wysoki
Diody D2 i D3 świecą na zmianę, a dioda D7 świeci światłem pulsującym	Impulsy napięciowe o częstotliwości mniejszej od ok. 15 Hz
Diody D2, D3, D7 świecą światłem ciągłym	Impulsy napięciowe o częstotliwości większej od ok. 15 Hz
Dioda D3 świeci światłem ciągłym, a dioda D7 sporadycznie	Stan niski, na którego tle występują impulsy dodatnie
Dioda D2 świeci światłem ciągłym, a dioda D7 sporadycznie	Stan wysoki, na którego tle występują impulsy ujemne

Dane techniczne próbnika

Zakres napięć zasilających:	3...18 V U_{DD}
Logiczny poziom niski:	0...0,33 U_{DD}
Logiczny poziom wysoki:	0...0,66 U_{DD}
Statyczna rezystancja wejściowa:	~ 430 kΩ
Minimalny czas trwania wykrywanego impulsu:	200 ns
Częstotliwość generatora testującego:	~ 10 Hz
Pobór mocy przy napięciu zasilającym:	
+5 V	0,1 W
+15 V	1,5 W

OGŁOSZENIA

Naprawiam telewizyjne głowice ZTG krajowe i zagraniczne, adaptory UHF oraz wykonuję na zamówienie zestawy VHF/UHF zastępujące przełączniki kanałów w odbiornikach TV lampowych (Ametyst, Beryl, Neptun itp.). Informacje, zamówienia tel. 35-57-80, w godz. 17–19. Andrzej Kulibaba, ul. Andersena 2 m. 6, 01-911 Warszawa. Głowice do naprawy można przesłać pocztą.

Mikrofonowe wkładki krystaliczne – 300 zł/szt. wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź.

Telewizyjne głowice zintegrowane (typ ZTG) naprawiam. Roczna gwarancja. Mgr inż. Adam Skubis, ul. Karłowicza 2/7, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą).

Nowoczesne przyrządy do sprawdzania i elektronicznej regeneracji kineskopów kolorowych i czarno-białych ELJAR. Zakład Elektroniczny, inż. Zbigniew Jarzębiak, ul. Żniwna 27E, 94-250 Łódź, tel. 51-99-83 (w godz. 8–10).

Sprzedam wiele ciekawych schematów urządzeń elektronicznych (przystawka zmieniająca odbiornik telewizyjny w oscyloskop, wykrywacze metali itp.). Informacja po otrzymaniu koperty + znaczki za 30 zł. Przybysz, ul. Szkolna 2, 58-550 Bierutowice.

HOBBY-ELEKTRONIKA. Wysyłamy pocztą płytki drukowane do 40 ciekawych urządzeń elektronicznych ze szczegółową instrukcją. Nowoczesna elektronika w muzyce, zabawie gospodarstwie, fotografii i sporcie. NOWOŚCI! Przyślij adres – otrzymasz katalog. Załącz znaczki za 25 + 5 zł. HOBBY-ELEKTRONIKA, 00-975 Warszawa 12, skr. poczt. 72

Przystawka do miernika uniwersalnego. Wysyłana jest płytka i wszystkie części. Całość zmontowana w 80%. Uzyskuje się dodatkowe zakresy pomiarowe: 1; 10; 100 μA; 1; 5 mA; 10 V (1 MΩ/V) dla prądu stałego i zmiennego 30 Hz...20 kHz. Dla instytucji rachunki spółdzielni. Informacje: Zakład Elektroniczny FANA, 00-950 Warszawa, skr. poczt. 964. Znaczki 15 zł.

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynniki, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 420 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skrytka pocztowa 344.

Wytwarzanie kamer pogłosowych dla osób prywatnych i instytucji. 00-140 Warszawa, ul. Świerczewskiego 113 m. 83.

Naprawa bloków i modułów TVC Jowisz: MD, MF, MW, MH, MV, BS, BZ, BO. Zakład Elektroniczny, Zbigniew Kasprzykowski, ul. Magiera 1, I klatka – parter, 01-873 Warszawa, tel. 34-66-27 (godz. 10–18).

Zabawki elektroniczne w postaci zestawów do samodzielnego montażu (płytka + części + instrukcja). Zestawy projektowe, proste gry elektroniczne, wyłączniki świetlne, dźwiękowe i czasowe do sterowania zabawek. 20 innych zestawów. Katalog (znaczki za 25 zł). Zbigniew Sztandera, Ossolińskich 21, 35-328 Rzeszów.

Negatywy, dia, metodą fotograficzną obwodów drukowanych matryc. Zdjęcia katalogowe urządzeń dla instytucji wykonuje Foto-Studio: Al. Jerozolimskie 99, Warszawa, tel. 28-87-23, od 10–13.

Polecamy: odsysacze cyny typu OD-1S (wykonanie standardowe), odsysacze cyny typu OD-1P (do zastosowań profesjonalnych) zalecane do odsysania dużych lutów, odsysacze cyny typu OD-2S, OD-2P zalecane przy pracy z układami scalonymi oraz końcówki do ww odsysaczy. Cena: OD-1S, OD-2S – 627 zł. OD-1P, OD-2P – 1140 zł. Spółdzielnia Rzemieślnicza, pl. M. M. Kolbe 3, 55-200 Oława.

ASHER – wykonujemy na zamówienie specjalistyczne urządzenia elektroniczne. 01-491 Warszawa, ul. Akantu 23, tel. 36-82-88, godz. 9–11.

TUNER SERVICE, Andrzej Wójcik, Cieszyńska 6, 02-716 Warszawa – Mokotów, tel. 47-18-87 – naprawia zgodnie z warunkami technicznymi głowice ZTG. Roczna gwarancja wszystkich parametrów, terminy krótkie. Zamiejscowym dajemy natychmiast sprawną lub odsyłamy pocztą. Każda przechodzi: naprawę mechaniczno-elektryczną, strojenie VHF/UHF, dodatkowe 5 operacji gwarantujących maksymum niezawodności, testy parametrów, komorę termiczną, próby mechaniczno-udarowe, wygrzewanie, starzenie. Jakość bezkonkurencyjna, zmieniamy CCIR/OIRT.

Tanio sprzedam różne nowe: układy scalone, tranzystory, diody, tyrystory, termistory, warystory, kwarce, złącza BNC itp. Informacja po przysłaniu koperty ze znaczkiem. „MAN", ul. Krakowska 4/7, 44-335 Jastrzębie.

Pojemniki na baterie R14, R20 (6 V, 12 V) oraz kontaktrony w obudowach wykonuję. Smolarski, ul. 10 Lutego 3 m. 5, 90-303 Łódź.

BIAX – urządzenia elektroniczne, mgr inż. Kazimierz Kalicki, Pułaskiego 5/37, 39-300 Mielec oferuje mikrokomputery ZX81. Półroczna gwarancja. Dodatkowe informacje po przysłaniu zaadresowanej koperty ze znaczkiem.

Nowoczesne wykrywacze metali typu „Pulse Induction", zasięg do 1 m, cena 23 000 zł. Wyrób i naprawa urządzeń elektronicznych – inż. A. Stasiak, ul. Przestrzenna 24/2, 50-533 Wrocław, tel. 67-57-88.

Zakład Elektroniczny wykonuje na zamówienie zestawy do samodzielnego montażu: uniwersalny przedwzmacniacz stereo 2 x ULY7741 – 600 zł, dzwonek pozytywka 9 tonów – 1800 zł, zmontowana płytka zasilacza stabilizowanego 5 V oraz 12 V/1 A po 100 zł, Waldemar Bałazy, ul. Odkrywców 32 m. 2, 53-212 Wrocław.

Krótkofalowcy! Transceivery CW/SSB 3,5...28 MHz 10 W/0,8 μV, cena 75 500 zł poleca Zakład Elektroniczny, ul. Sucharskiego 17, 65-562 Zielona Góra. Należy pocztą dostarczyć filtr SSB i piloty.

Sprzedam mikroprocesory Z-80-A-CTC – Italia. Warszawa, tel. 43-44-30.

REWELACYJNE wzmacniacze efektu stereo oparte na japońskich układach scalonych do wzmacniaczy i radioodbiorników stereo, cena 3000 zł. Piotr Woszczyk, Kosmonautów 16 m. 3, 93-540 Łódź.

Sprzedam chronokomparator do zegarków elektronicznych, pomiar niedokładności wskazań czasu na dobę. Odczyt cyfrowy – dokładność 0,1 s/dobę. Z. Furmański, ul. Gałczyńskiego 27a m. 9, 95-100 Zgierz.

Transceiver fabryczny KF i UKF zakupi Klub Krótkofalowców. Oferty z ceną kierować: ZOW PZK, skr. poczt. 3, 62-502 Konin.

Programy na Spectrum 48 K kupię, wymienię, odstąpię. Janusz Wałaszek, skr. poczt. 1, 33-106 Tarnów 8.

Elektroniczny zamek szyfrowy do kodowego otwierania drzwi lub furtek zaopatrzony w rygiel elektromagnetyczny 8...12 V 50 Hz. Zasilanie centralki 220 V 50 Hz. Znak „B". Zapytania i zamówienia prosimy kierować: PPZ POLONUS, Biuro Handlowe, ul. Langiewicza 29, 02-071 Warszawa, tel. 25-54-24, 25-66-53, tlx 816936, polon pl.

Pilnie kupię kineskop 32LK1C-1 do odbiornika telewizyjnego Junost C-401. Dr inż. Piotr Cieślik, ul. Dąbrówki 21B/8, 44-200 Rybnik.

Pilnie kupię LM 308, tranzystory 2N4117, klawiaturę organową. Andrzej Dzięciołowski, 09-514 Białotarsk, woj. płockie.

Pilnie kupię schemat wzmacniacza TEAC typu MA-7 (150 W 8Ω) oraz „Elektronizację" 14/81. 05-230 Kobyłka, ul. Klonowa 13.

Sprzedam transceiver TS-820S nie używany. Adam Jurkowski, ul. Słowackiego 6/6, 86-300 Grudziądz.

MC1203 UL1621, uszkodzony zestaw radioakustyczny (dobra obudowa) KM543s RELAKS – kupię. Oferty z ceną: Krzysztof Wysocki, ul. Poznańska 4/11, 99-400 Łowicz.

Zdalne starowanie – komplet do Jowisza kupię – w rozliczeniu książka „Jowisz". Ziomek, Prośbów 10/3, 37-500 Jarosław, tel. 56-37.

Sprzedam nowe diody typu D 00 200 26 – 2 sztuki, D 00 200R 26 – 2 sztuki (200A, 2600V) w cenie 2500 zł za sztukę. Roman Ciesielski, ul. Partyzantów 44, 28-100 Busko, tel. 21-47 (po 16).

Wciąż aktualne obudowy do urządzeń elektronicznych. Przyślij zaadresowaną kopertę + znaczek, otrzymasz prospekt. Zakład Elektroniczny, 43-445 Dzięgiełów 178, tel. 27, Skorzystaj.

Kupię MC1203, oferty z ceną: Ryszard Pieczko, 22 Lipca 26, 89-410 Więcbork.

Naprawa głośników – krajowe i zagraniczne. Efekty muzyczne organowo-gitarowe z pogłosem. Wykonuję na zamówienie. Wysyłam do oceny osobistej na 7 dni. Tele-Radiomechanika, ul. Królewska 20, 05-230 Kobyłka k. W-wy.

Kupię hercomierz 50 Hz 220 V. Jan Otto, 87-811 Bogucin, woj. wrocławskie.

Bogaty wybór programów i literatury w języku polskim do COMMODORE 64. Dariusz Kubów, ul. Sędziowska 2 m. 1, 02-081 Warszawa, tel. 25-37-26.

Uwaga hobbyści! Kineskopy 12, 15, 16 cali o zielonej barwie świecenia nadające się do wykorzystania przez amatorów budujących sprzęt mikrokomputerowy – po atrakcyjnie niskich cenach (220 – 370 zł/szt.) oferują w ciągłej sprzedaży Zakłady Urządzeń Komputerowych „MERA–ELZAB", ul. Kruczkowskiego 19, 41-808 Zabrze. Zamówienia przyjmuje Dział Gospodarki Materiałowej.

Zakład Elektroniczny wykonuje obwody drukowane jedno- i dwustronne. Zamówienia do 10 sztuk – klisza (negatyw) klienta, powyżej 10 sztuk – dokładny rysunek obwodu na papierze kredowym lub kalce technicznej. Usługę wykonuje: Wyrób i Naprawa Urządzeń Elektronicznych, ul. Rosenbergów 4, 51-616 Wrocław, Zakład nr 26. Zamówienia z numerem zakładu kierować: Spółdzielnia Rzemieślnicza „Polmed", ul. Galińskiego 24, 52-315 Wrocław.

Zlecę wykonanie nasłuchowego odbiornika KF na pasma amatorskie. A. Kulgawczuk, ul. Szkolna 7/5, 16-015 Knyszyn.

Sprzedam mikroprocesory Z80A. Cena 5000 zł. Tadeusz Łętka, skr. poczt. 92, 33-101 Tarnów.

Sprzedam zegar MC1203 obudowany – 13 000 zł, „Danę" – 2000 zł, „Maję" – 12 000 zł, telewizor – 5000 zł, „Radioelektroniki" 1966–1984 r., motorowe części ETZ „250", kolumnę 30 W – 2000 zł, MC1201, CQYP 75. Waldemar Ługowski, ul. Brazylijska 11a m. 22, 03-966 Warszawa.

Sprzedam transoptory tyrystorowe, tyrystory 25 A, miernik uniwersalny z pomiarem tranzystorów. Odpowiadam po otrzymaniu koperty zwrotnej ze znaczkiem. Kopczyński, ul. Lumumby 12 m.41, 01-173 Warszawa.

Wysokiej klasy układy elektroniki estradowej do samodzielnego montażu (płytka + opis), m. in. Rotor-String-Chor-Sound (efekt chóralny i katedralny) oraz inne modyfikatory brzmienia. Katalog Zakład wysyła po otrzymaniu koperty + znaczek 25 zł. Zakład Teleradiomechaniczny, ul. Wschodnia 56, 90-263 Łódź.

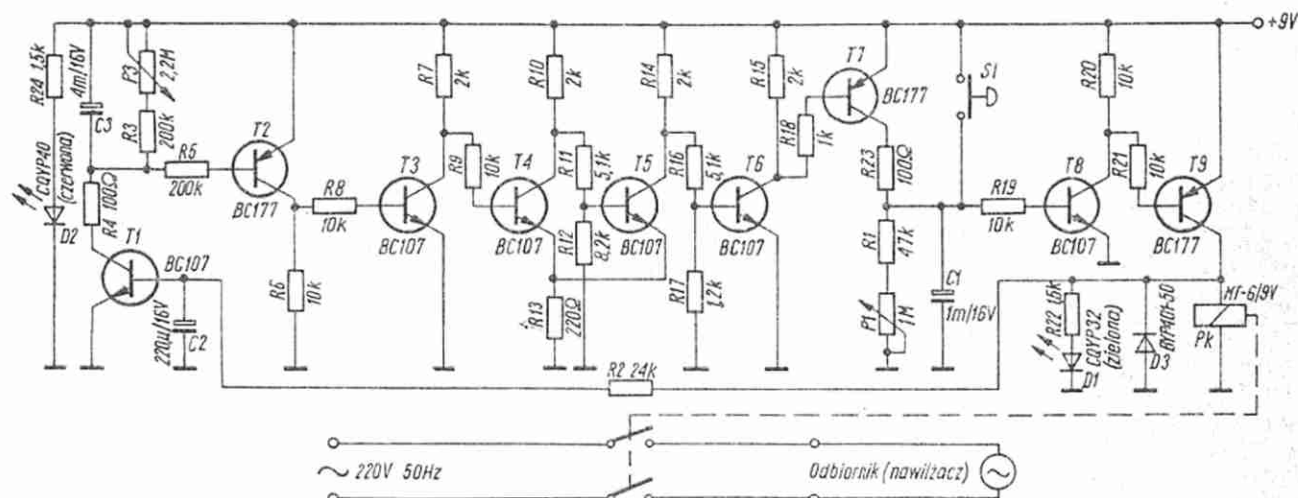
Sterownik czasowy do nawilżacza powietrza

Warunki klimatyczne sprawiają, że w większości mieszkań powietrze jest zbyt suche. Do utrzymania odpowiedniej wilgotności można wykorzystać nawilżacz powietrza. Jednorazowe, krótkotrwałe włączenie nawilżacza jest niewystarczające, a włączenie na stałe spowoduje nadmierną wilgotność. Opisany niżej układ sterownika czasowego umożliwia samoczynne, cykliczne włączanie nawilżacza, przy czym czas włączania i przerwy między włączeniami można regulować wycechowanymi potencjometrami.

W modelowym urządzeniu uzyskano regulację czasu pracy w zakresie 2...15 min oraz czasu przerwy 20...90 min. Zmieniając wzajemne zależności między czasem tora utrzymuje w stanie przewodzenia tranzystory T8 i T9. Tranzystor T9 włącza przekaźnik Pk, przez którego zwarte zestyki jest doprowadzane napięcie zasilające nawilżacz. Jednocześnie przewodzący tranzystor T9 włącza napięcie zasilające bazę tranzystora T1. Napięcie to jest doprowadzane do bazy przez układ opóźniający z elementami R2C2, aby włączenie tranzystora T1 opóźnić o czas potrzebny do całkowitego naładowania kondensatora C1. Przez przewodzący tranzystor T1 ładuje się kondensator C3. Napięcie z kondensatora C3 utrzymuje w stanie przewodzenia tranzystory T2 i T3. Tranzystor T3 steruje przerzutnikiem Schmitta utworzonym z tranzystorów T4, T5. Kiedy tranzystor T3 przewodzi, na wyjściu przerzutnika (kolektor tranzystora T5) jest napięcie niskie, które wymusza stan zatkania tranzystorów T6 i T7. W czasie zatkania tranzystora T7 rozładowuje się kondensator C1. O czasie rozładowania decyduje stała czasu C1 (R1+P1). Po czasie potrzebnym do rozładowania kondensatora C1 do napięcia odpowiadającego poziomowi zatkania tranzystora T8, tranzystor ten przestaje przewodzić. W stan zatkania przechodzi również tranzystor T9, odłączając zasilanie przekaźnika Pk, który z kolei odłącza zasilanie nawilżacza. W wyniku zatkania tranzystora T9, także tranzystor T1 przestaje przewodzić i rozpoczyna się cykl rozładowania kondensatora C3. O czasie rozładowania decyduje stała czasu C3 (R3+P3). Po czasie, w którym napięcie na kondensatorze C3 zmaleje niżej poziomu napięcia przewodzenia tranzystora T2, tranzystor ten zostaje zatkany. Następuje zmiana stanu pracy tranzystorów T3...T7. Tranzystor T7 przewodzi i rozpoczyna się ponowne ładowanie kondensatora C1. Dalej cykl pracy powtarza się.

Czas włączenia przekaźnika Pk reguluje się potencjometrem P1, a czas przerwy potencjometrem P3.

Chwilowe włączenie włącznika S1 powoduje natychmiastowe przejście przekaźnika Pk do stanu aktywnego. Przez stałe włączenie włącznika S1 uzyskuje się włączenie przekaźnika na czas odpowiadający co najmniej czasowi zwarcia zestyków włącznika S1.



Schemat elektryczny sterownika czasowego

włączenia i przerwy można za pomocą układu sterować pracą innych urządzeń np. pompką powietrza, grzałką lub oświetleniem akwarium, wentylatorem, odbiornikiem radiowym, telewizyjnym.

Schemat elektryczny sterownika czasowego przedstawiono na rysunku.

Po włączeniu zasilania kondensator C1 ładuje się przez tranzystor T7 i rezystor R23 do napięcia 9V. Napięcie z kondensatora utrzymuje...

Dioda elektroluminescencyjna D2 sygnalizuje włączenie zasilania układu, a dioda elektroluminescencyjna D1 – włączenie zasilania nawilżacza.

mgr inż. Janusz Skłorz